

nr ind. 367141

NEW

5/91

ELEKTRONIK

miesięcznik elektroników

cena 4000 zł

Spis treści

ICL7109 CMOS — parametry, działanie, charakterystyki czasowe cz. 2	3
Cyfrowy nastawny dzielnik częstotliwości CMOS	10
Stabilizator napięcia zasilania lampy błyskowej	10
Moduł monitorowy do OTVC serii C280/281/282	11
Zasilacz cz. 2	12
Miernik częstotliwości o minimalnej liczbie części	14
Automatyczny klucz telegraficzny na układach CMOS	14
Schematy, po które czasami warto sięgnąć cz. 2	15
Katalog cz. 8	2, 20
Ogłoszenia	18

Jak zamieścić ogłoszenie w „NE”

Aby zamieścić ogłoszenie w „NOWYM ELEKTRONIKU” należy przesłać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. „ARTCOM”. Redakcja „NOWEGO ELEKTRONIKA” 82-300 Elbląg, skr. poczt. 100. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

CENY:

- 1 cm² ogłoszenia 5.000 zł (najmniejsze ogłoszenie 18 cm²)
- ogłoszenia drobne do 40 słów od osób prywatnych 1000 zł za słowo
- ogłoszenia drobne powyżej 40 słów i ogłoszenia od firm 3000 zł za słowo

Za treść ogłoszeń redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

Warunki prenumeraty

1. Przyjęcie — wyłącznie na podstawie dokonanej wpłaty na blankietach bankowych
2. Dane na blankiecie — dokładny adres zamawiającego, liczba zamawianych egzemplarzy i okres prenumeraty
3. Wpłata — zgodnie z podanymi cenami. Wpłaty należy dokonywać w PKO, w placówkach pocztowych lub bankach na konto: Przedsiębiorstwo Wielobranżowe „ARTCOM” J. Ryszard Świątkowski 82-300 Elbląg, ul. Malborska 88/74 — B.P. PKO Elbląg nr konta 17516-38276-136
4. Terminy przyjmowania prenumeraty:
 - do 10 czerwca na III, IV kwartał 1991 r.
 - do 10 września na IV kwartał 1991 r.
5. Cena prenumeraty:
 - za kwartał III, 9 300 zł
 - za kwartał III, IV 18 600 zł

W przypadku wzrostu ceny w okresie objętym prenumeratą, prenumeratorzy są zobowiązani do dopłaty różnicy w cenie.
6. Inne informacje — Redakcja „NOWEGO ELEKTRONIKA”, Elbląg tel. (0-50) 284-44.

ADRES REDAKCJI — P.W. „ARTCOM” Redakcja „NOWEGO ELEKTRONIKA” skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg, tel. (0-50) 284-44.

Redaktor naczelny — J. Ryszard Świątkowski
Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.

Wydawca — Przedsiębiorstwo Wielobranżowe „ARTCOM” 82-300 Elbląg, skr. poczt. 100 tel. (0-50) 284-44.

Skład i druk — Grudziądzkie Zakłady Graficzne im. W. Kulerskiego, pl. Wolności 5. Zam. 480 — Nakład 50.000 egz.

Zapłony elektroniczne — samochodowe, motocyklowe wysyłamy pocztą, 58-260 Bielawa, skr. poczt. 12

Zestawy do samodzielnego wykonania obwodów drukowanych. W zamówieniu podać wymiary i rodzaj płytki (jednostronna, dwustronna). Waldemar Szewczyk, ul. Sternicza 2/73, 43-300 Bielsko-Biała

Zestawy do samodzielnego montażu dla amatorów. Sprzedaż wysyłkowa. Informacje: koperta+znaczek, Dariusz Urbaniak, skr. poczt. 3, 07-200 Wyszaków

Laminat, układy TTL, optoelektronika, kwarc. Informacja — znaczki. Raś, Rejon 2, Toruń 12

Sprzedaż wysyłkowa podzespołów elektronicznych. Cennik — koperta zwrotna „UNIPOL”, skr. poczt. nr 1, 07-200 Wyszaków

„SEAWMIR” — wyrób i sprzedaż (również wysyłkowa) urządzeń elektronicznych: dekodery PAL, foni równoległych, transkodery, konwerterów UKF i UKF/AM. Części elektroniczne. Warszawa, ul. Puławska 100, tel. 44-80-59

Przewody połączeniowe do sprzętu audio-video. Dowolne konfiguracje. Sprzedaż hurt — detal poleca SERVICE ELECTRONICS, skr. poczt. 1344, 40-001 Katowice

Uwaga: elektrony i amatorzy uruchomione i sprawdzone płytki końcówek mocy od 80 do 300 W o bardzo dobrych parametrach elektrycznych w oparciu o najnowsze rozwiązania techniczne. Wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Krótkie terminy realizacji. Bogdan Bursztyka, 14-420 Młynary skr. poczt. 13. Informacje koperta zwrotna+znaczek lub tel. 316 od 17

Kupimy złącza krawędziowe „LDB” stosowane m. innymi w „ODRZE” Płacimy minimum 5 dolarów — sztuka. Warszawa, tel. 29-81-53 w poniedziałki 10—12, 19—21

Handel hurtowy, zaopatrzenie sklepów, zakładów, realizacja zamówień, usługi, produkcja w dziedzinie elektroniki. „NORD ELEKTRONIK”, 76-270 USTKA, skr. poczt. 136, tel. 146-616, 146-154

Kupię — części i materiały eksploatacyjne do kserokopiarki RANK XEROX 1030. 82-300 Elbląg, ul. Teatralna 16 m 20, tel. (0-50) 444-65

Elektroniczne części zamienne i instrukcje serwisowe do Video, TV, HIFI — wyłącznie produkcji zachodniej. Kompleksowe dostawy dla zakładów usługowych oferuje firma KLAR PSP (również sprzedaż wysyłkowa). 74-320 Barlinek, ul. Staromiejska 1, tel. 619-74, tlx 445677 klar pl, Gorzów Wlkp. tel. 226-38. Informacja — po przesłaniu koperty ze znaczkiem. Katalog — po przesłaniu znaczków za 5000 zł

Oscyloskopy — 10 MHz z multimetrem, w cenie zaopatrzeniowej 1,8 mln zł, oferuje Remes Ltd., Gdańsk, ul. Słowiańska 26, tel. 52-24-75

ICL 7109 CMOS — parametry, działanie, charakterystyki czasowe - cz. 2

1 PARAMETRY UKŁADU

1.1. Wartości graniczne

- dodatnie napięcie zasilania (GND — V⁺) +6,2 V
- ujemne napięcie zasilania (GND — V⁻) -9 V
- wejściowe napięcie części analogowej (LO lub HI) (uwaga 1) V⁺ do V⁻
- wejściowe napięcie referencyjne (LO lub HI) (uwaga 1) V⁺ do V⁻
- wejściowe napięcie części cyfrowej (uwaga 2) V⁺-0,3 V do GND +0,3 V
- temperatura pracy — obudowa plastikowa CPL 0°C ≤ T ≤ 70°C
- obudowa ceramiczna MDL -55°C ≤ T ≤ 125°C
- moc rozpraszana (uwaga 3) — obudowa plastikowa 500 mW (+70°C)
- obudowa ceramiczna 1 W (+85°C)
- temperatura wyprowadzeń (lutowanie 60 s) +300°C

Uwagi: 1. Napięcia wejściowe mogą przekraczać napięcia zasilania pod warunkiem, że prąd wejściowy będzie ograniczony do 100 μA

2. Podłączanie jakichkolwiek wejść lub wyjść cyfrowych do napięcia wyższego od V⁺ lub niższego od GND grozi uszkodzeniem układu. Dlatego zaleca się, by zasilanie ICL7109 było załączane pierwsze a wyłączane ostatnie.

3. Ograniczenia te wynikają z własności obudowy i nie powinny być osiągane w czasie normalnej pracy.

1.2. Parametry części analogowej układu (V⁺=5 V, V⁻= -5 V, GND=0V, T=25°C, obwód testowy wg rys. 1).

Tabela nr 1

PARAMETR	WARUNKI	MIN.	TYP.	MAX.	Jed.
Odczyt przy V _{IN} =0 V	V _{IN} =0 V, pełna skala = 409,6 mV	-0000 ₈	±0000 ₈	+0000 ₈	ósemkowo
Odczyt przy V _{IN} =V _{REF}	V _{IN} =V _{REF} , V _{REF} =204,8 mV	3777 ₈	3777 ₈ 4000 ₈	4000 ₈	ósemkowo
Nieliniowość (max. odch. od najlepiej dopa. prostej)	Pełna skala=409,6 mV do 4,096 V	-1	±2	+1	zliczenia
Błąd „roll over” (różnica w odcz. dla jednak. dodatniego i ujemnego wej. blisko pełnej skali)	Pełna skala=409,6 mV do 4,096 V	-1	±2	+1	zliczenia
Współczynnik tłumienia sygnału wspólnego CMRR	V _{CM} =±1 V, V _{IN} =0 V pełna skala=409,6 mV		50		μV/V
Zakres napięć wej. wspólnych		V-+1,5	V+ -0,5 do V-+1,0	V+ -1,0	V
Szumy	V _{IN} =0, pełna skala = 409,6 mV		15		μV
Wej. prąd upływu	V _{IN} =0 T=25°C 0 ≤ T ≤ 70°C -55°C ≤ T ≤ 125°C		1 20 2	10 100 5	pA pA nA
Dryf zera odczytu	V _{IN} =0		0,2	1	μV/°C
Współczynnik temp. mnożnika skali	V _{IN} =408,9 mV to odczyt 7770 ₈		1	5	10 ⁻⁶ /°C
Prąd zasilania V ⁺ -GND Prąd zasilania V ⁺ -V ⁻	V _{IN} =0 końcówki 2-21, 25-27, 29 nie podłączone		700 700	1500 1500	μA μA
Wyjściowe napięcie referencyjne (pin 29)	Względem V ⁺ , 25 kΩ między V ⁺ i REF OUT	-2,4	-2,8	-3,2	V
Współczynnik temp. wyj. napięcia ref.	jak wyżej		80		10 ⁻⁶ /°C

Tabela nr 2

Parametr	Warunki	Min.	Typ.	Max.	Jed.
Napięcie w stanie wysokim na wyj. V_{OH}	$I_{OUT}=100\ \mu A$ końcówki 2—16, 18, 19, 20	3,5	4,3		V
Napięcie w stanie niskim na wyj. V_{OL}	$I_{OUT}=1,6\ mA$		0,2	0,4	V
Wyj. prąd upływu	Końcówki 3—16 w sta. wysokiej impedancji		$\pm 0,01$	± 1	μA
Napięcie wej. w stanie wysokim V_{IH}	Końcówki 18—21, 26, 27 względem GND	2,5			V
Napięcie wej. w stanie niskim V_{IL}	Jak wyżej			1	V
Szerokość impulsu na wejściu MODE		50			ns

2. SEKCJA ANALOGOWA UKŁADU

Rys. 2 przedstawia zastępczy obwód sekcji analogowej ICL7109. Gdy wejście RUN/HOLD jest w stanie HI, obwód będzie dokonywał konwersji w tempie ustalonym przez częstotliwość zegara (8192 impulsy zegarowe w cyklu). Każdy cykl pomiarowy jest podzielony na trzy fazy, co pokazano na rys. 3. Są to: 1. Auto-Zero (AZ), 2. Całkowanie sygnału (INT), 3. Rozładowanie (deintegracja DEINT).

— Faza auto-zero: dzieje się tu trzy rzeczy. Po pierwsze wejścia HI i LO są odłączone od swych wyprowadzeń i wewnętrznie zwarte z COMMON. Po drugie: kondensator referencyjny jest ładowany do napięcia odniesienia. Po trzecie: pętla sprzężenia zwrotnego zamyka system w celu naładowania kondensatora C_{AZ} dla kompensacji napięć niezerównoważenia we wzmacniaczu separującym, integratorze i komparatorze. Ponieważ komparator jest włączony w pętlę, dokładność zerowania jest ograniczona tylko przez szumy systemu. W każdym razie niezerównoważenie w odniesieniu do wejścia jest mniejsze od $10\ \mu V$.

— Faza całkowania sygnału: podczas całkowania sygnału pętla auto-zero jest otwarta, wewnętrzne zwarcia są usunięte, a wewnętrzne wejścia IN_{HI} i IN_{LO} są dołączone do wyprowadzeń. Przetwornik całkuje więc różnicę napięć między IN_{HI} i IN_{LO} w ustalonym czasie 2048 impulsów zegarowych. Na końcu tej fazy określana jest polaryzacja wejściowego sygnału.

— Faza rozładowania: ostatnią fazą jest deintegracja, czyli rozładowanie integratora napięciem wzorcowym. IN_{LO} jest wewnętrznie zwarte z COMMON, a IN_{HI} dołączone do kondensatora referencyjnego naładowanego w fazie auto-zero do napięcia odniesienia. Dołączenie kondensatora z prawidłową polaryzacją jest zapewnione przez wewnętrzne obwody układu. Powrót napięcia na wyjściu integratora do zera odbywa się ze

stałym nachyleniem. Tym sposobem czas powrotu do zera reprezentowany przez liczbę zliczonych impulsów jest proporcjonalny do sygnału wejściowego V_{IN} .

Z opisanej tu zasady działania wynika, że ICL7109 mierzy stosunek napięcia wejściowego do referencyjnego, a zależności czasowe wskazują, że ten stosunek nie może być większy od dwóch.

3. DOBÓR ELEMENTÓW ZEWNĘTRZNYCH

Dla optymalnego działania sekcji analogowej należy zachować staranność w doborze wartości opornika i kondensatora integratora, kondensatora auto-zero, napięcia odniesienia i prędkości przetwarzania. Najważniejsze jest to, aby napięcie wyjściowe integratora miało amplitudę tak wielką, jak to tylko możliwe. Np. przy zasilaniu $\pm 5\ V$ i COMMON dołączonym do GND nominalna amplituda U_{wy} integratora dla pełnej skali napięć wejściowych wynosi $\pm 4\ V$. Ponieważ U_{wy} może dochodzić do poziomu o $0,3\ V$ odległego od napięć zasilających bez znaczącego wpływu na liniowość, amplituda $4\ V$ dopuszcza $0,7\ V$ zmian tejsze, spowodowanych tolerancjami elementów dyskretnych i oscylatora.

Przy zasilaniu $\pm 5\ V$ i wymaganym zakresie zmian wspólnego napięcia wejściowego $\pm 1\ V$, elementy zewnętrzne należy dobrać tak, aby zapewnić amplitudę U_{wy} integratora $\pm 3\ V$. Wzrosną nieznacznie szumy. Dla większych napięć wspólnych amplitudę trzeba zredukować jeszcze bardziej. Zwiększa to szumy i błędy. Dla poprawy działania można zwiększyć zasilanie do $\pm 6\ V$.

— Opornik całkujący: wzmacniacz separujący i integrator mają stopnie wyjściowe w klasie A ze $100\ \mu A$ prądu spoczynkowego. Dostarczają $20\ \mu A$ „prądu napędzającego” o pomijalnie małej nieliniowości. Opornik całku-

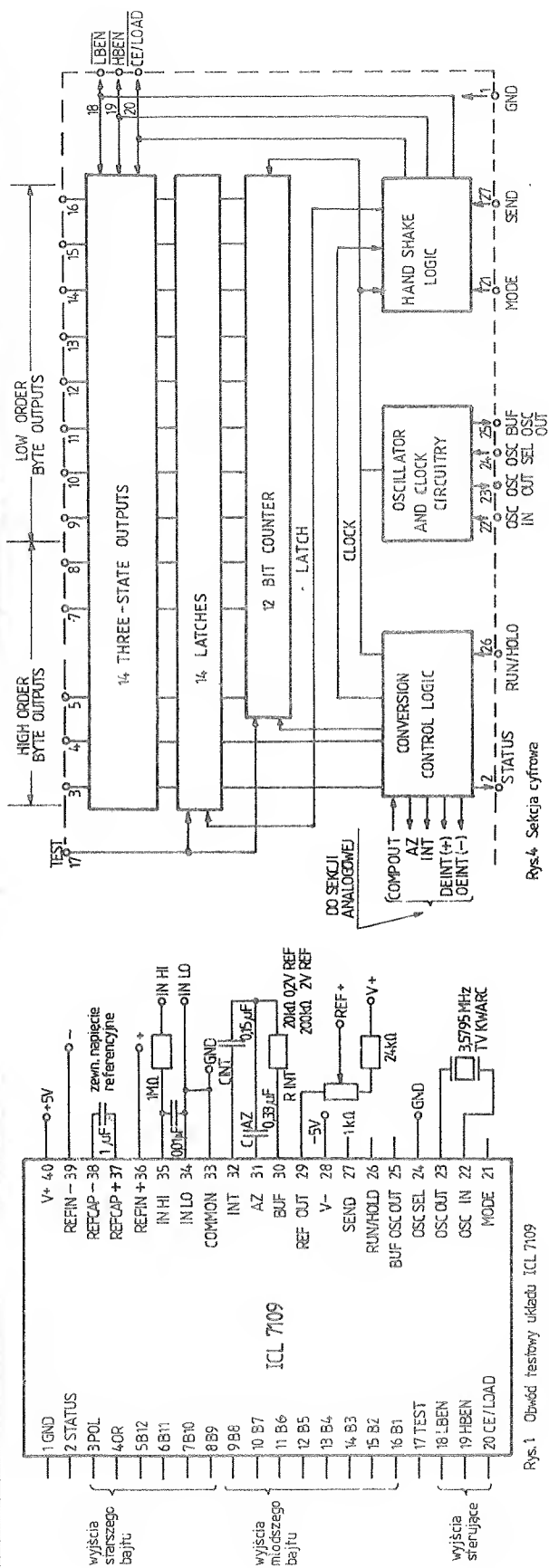
jący winien być wystarczająco duży, by utrzymać w tym obszarze wielkiej liniowości cały zakres napięcia wejściowego, lecz wystarczająco mały, by niepożądane prądy upływu nie miały znaczenia. Wartość opornika wybieramy ze wzoru $R_{INT} = \text{pełny zakres } U_{we} \text{ w } V / 20\ \mu A, 20\ k\Omega < = R_{INT} < = 200\ k\Omega$.

— Kondensator całkujący: winien być dobrany dla uzyskania maksymalnej amplitudy U_{wy} bez nasycania integratora (około $0,3\ V$ od każdego z napięć zasilających). Dla zasilania $\pm 5\ V$ i COMMON zwartym z GND nominalną amplitudą jest $\pm 3,5$ do $\pm 4\ V$. Pojemność C_{INT} obliczamy ze wzoru: $C_{INT} = (2048 \cdot \text{okres zegara}) \cdot 20\ \mu A / \text{amplituda } U_{wy} \text{ integratora}$. Dodatkowym wymaganiem dla C_{INT} są małe straty w dielektryku dla zapobieżenia błędowi roll-over (różnica w pomiarze napięć dodatnich i ujemnych o jednakowych wartościach bezwzględnych). Zaleca się stosować kondensatory polipropylenowe do temperatury $+85^\circ C$.

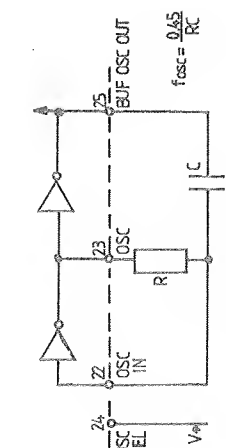
— Kondensator auto-zero: jego wielkość ma wpływ na szumy systemu, im C_{AZ} większy tym szumy mniejsze. Ale nie można go zwiększać bez ograniczeń, bo wspólnie z C_{INT} formuje stałą czasową RC określającą prędkość powrotu po przesterowaniu ($U_{IN} > 2U_{REF}$) i co ważniejsze błąd, który istnieje na końcu fazy auto-zero. Dla zakresu $409,6\ mV$, gdy szumy są bardzo ważne i R_{INT} mały, optymalne jest $C_{AZ} = 2 \cdot C_{INT}$. Zaś dla zakresu $4,096\ V$, gdzie powrót jest ważniejszy niż szumy, zaleca się $C_{AZ} = 0,5 \cdot C_{INT}$.

— Kondensator referencyjny: w większości zastosowań dobre rezultaty daje $C_{REF} = 1\ \mu F$. Jednakże tam, gdzie występuje duże napięcie wspólne, wymagana jest większa wartość dla zabezpieczenia się przed błędem roll-over. Wartość $10\ \mu F$ trzyma ten błąd na poziomie $0,5$ zliczenia.

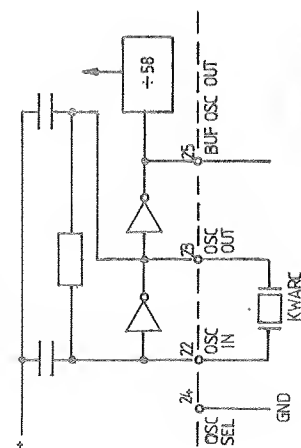
c.d. nr str. 7



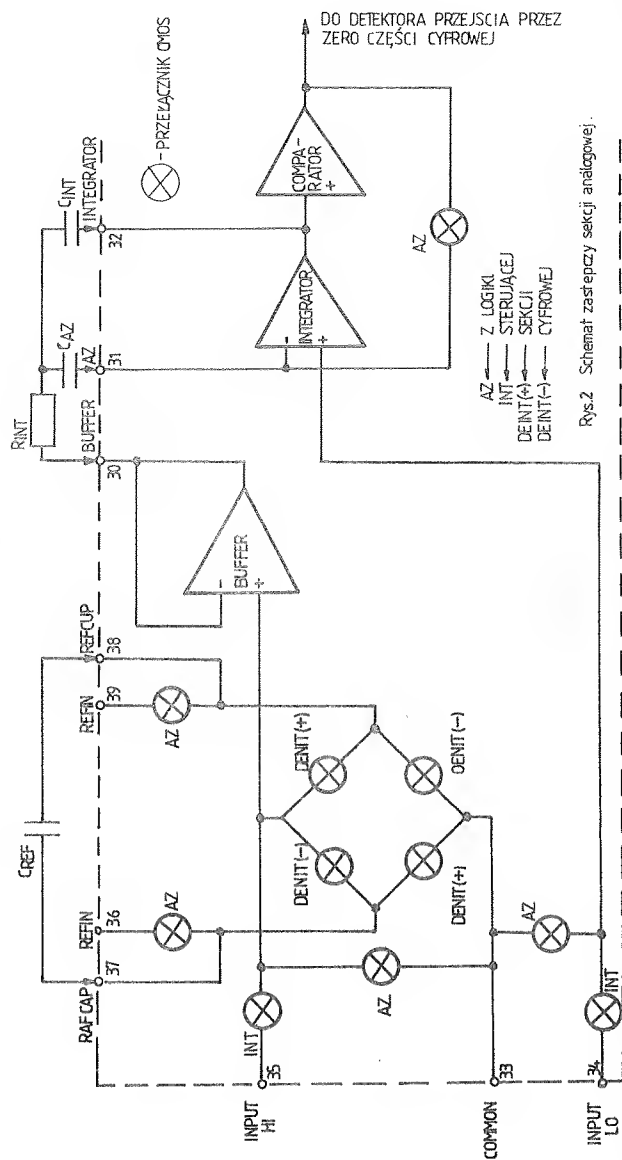
Rys. 1 Obwód testowy układu ICL 7109



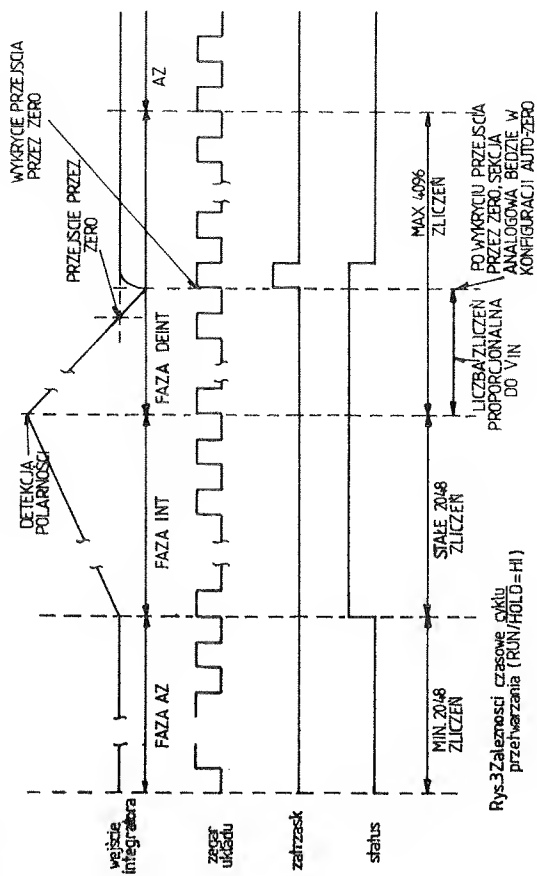
Rys. 10 Oscylator



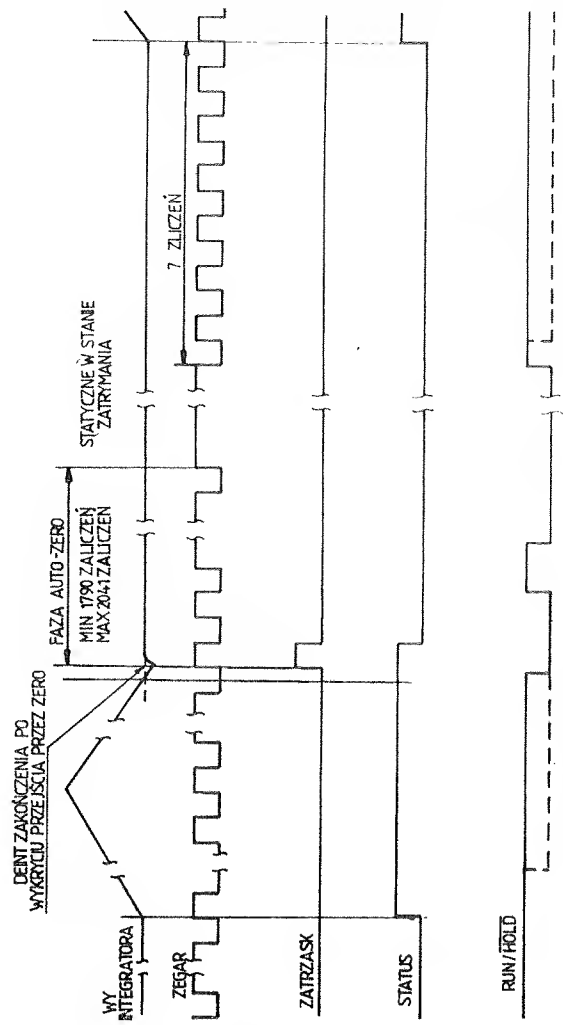
Rys. 11 Oscylator kwarcowy



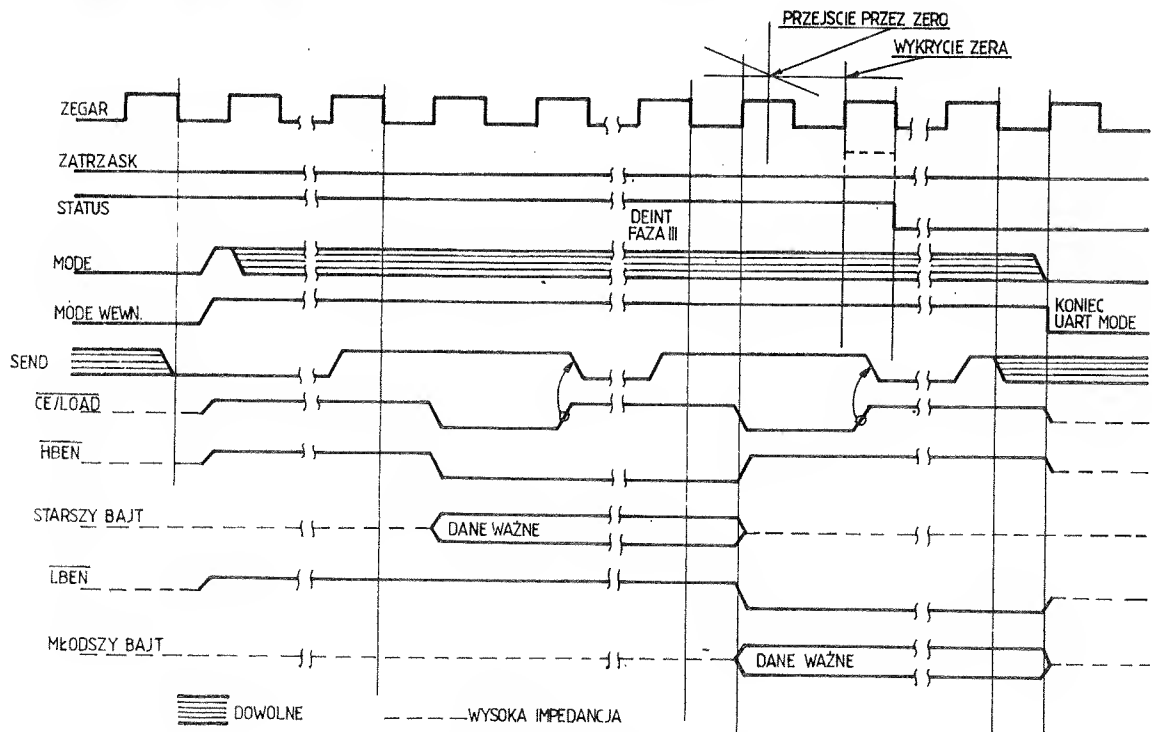
Rys. 2 Schemat zastępczy sekcji analogowej



Rys.3 Zależności czasowe oknu przetwarzania (RUN/HOLD=H)



Rys.5 Działanie wejścia RUN/HOLD



Rys.9 Przelączenie do pracy handshake sygnałem MODE

4. SEKCJA CYFROWA UKŁADU

Schemat części cyfrowej układu przedstawia rys. 4. W celu minimalizacji poboru mocy wszystkie wejścia powinny „wahać się” między GND (stan niski LO) a V⁺ (stan wysoki HI). Wejścia sterowane z bramek TTL powinny mieć dodatkowe rezystory „podciągające” (pull up) dla zabezpieczenia przed zakłóceniami.

4.1. Wejście MODE

Wejście to używa się do sterowania trybem pracy przetwornika. Jeśli MODE jest w stanie LO, przetwornik jest w trybie prostym: dane wyjściowe są dostępne bezpośrednio pod kontrolą i wejść sterujących HBEN, LBEN, CE/LOAD.

— CE/LOAD=HI, to obydwa bajty danych są w stanie wysokiej impedancji.

— HBEN=HI lub LBEN=HI, to w stanie wysokiej impedancji są odpowiednio starszy lub młodszy bajt.

— CE/LOAD, HBEN, LBEN=LO, to wejścia obu bajtów są aktywne.

Jeśli MODE jest impulsowane do stanu HI, to przetwornik przechodzi do trybu pracy z potwierdzeniem (handshake) i dane wychodzą w dwóch bajtach, po czym układ wraca do trybu prostego.

Gdy MODE jest w stanie HI, przetwornik będzie wysyłał dane w trybie handshake przy końcu każdej konwersji.

4.2. Wyjście STATUS

W czasie cyklu przetwarzania STATUS przechodzi do stanu HI na początku sygnału całkowania — faza II — i przechodzi do stanu LO po 1/2 okresu zegara po tym, jak nowe dane z konwersji zostały zapamiętane w wyjściowych zatraskach (rys. 3). Sygnał ten może być użyty jako znacznik (flaga) „dane ważne” (dane nigdy nie zmieniają się w czasie, gdy STATUS=LO) do kierowania przerwaniami lub do śledzenia stanu przetwornika.

4.3. Wejście RUN/HOLD

Gdy wejście to jest w stanie HI, układ wykonuje w sposób ciągły cykle konwersji aktualizując dane w wyjściowych zatraskach po każdym przejściu przez zero w fazie rozładowania. Cykle trwają 8192 impulsy zegarowe niezależnie od wyniku pomiaru (rys. 3).

Jeżeli RUN/HOLD przejdzie do stanu LO w dowolnej chwili fazy deintegracji po wystąpieniu przejścia przez zero, to układ natychmiast zakończy tę fazę i przejdzie do fazy auto-zero. Cecha ta może być wykorzystana dla eliminacji straty czasu w fazie rozładowania po przejściu przez zero (rys. 5). Jeżeli RUN/HOLD pozostaje lub przechodzi do stanu LO, przetwornik zapewni minimalny czas fazy auto-zero i będzie czekał w tej fazie, aż RUN/HOLD przejdzie do

stanu HI. Wówczas przetwornik rozpocznie fazę integracji następnej konwersji (STATUS przejdzie do HI) po siedmiu okresach zegara od wykrycia wysokiego poziomu na RUN/HOLD (rys. 5). Stosowanie tego wejścia w ten sposób pozwala na łatwą realizację „przetwarzania na żądanie”. Układ może być trzymany w stanie bezczynności w fazie auto-zero, gdy RUN/HOLD=LO. Jeśli przejdzie do stanu HI, to następuje start przetwarzania i kiedy wyjście STATUS osiągnie stan niski, nowe dane są ważne (lub wysłane do UART-u — zob. handshake). RUN/HOLD może znów przejść do stanu LO, kończąc tym samym fazę deintegracji i zapewniając minimalny czas fazy auto-zero przed zatrzymaniem w celu oczekiwania na następną konwersję. Podobnie wyjście to może być użyte do minimalizacji czasu przetwarzania przez przejście w stan LO podczas fazy rozładowania po przekroczeniu zera i przejściu do stanu HI, gdy osiągnięte zostanie wstrzymanie pracy. Żądana aktywność wejścia RUN/HOLD może być uzyskana przez połączenie go z wyjściem BUF OSC OUT (pin 25). Przy tym sposobie pracy czas przetwarzania jest zależny od wartości mierzonego sygnału wejściowego. Jeśli RUN/HOLD przejdzie lub pozostaje w stanie niskim podczas fazy auto-zero, to układ przy końcu tej fazy zostaje zatrzymany i czeka na poziom wysoki tego wejścia, a po jego wykryciu rozpoczyna pomiar po siedmiu taktach zegara.

4.4. Wejście TEST

Gdy wejście TEST=HI, wyjściowe zatraski licznika są odblokowane umożliwiając odczytanie jego zawartości w dowolnej chwili. Gdy TEST=LO, wyjścia licznika ustawiają się w stan wysoki, a wewnętrzny zegar zostaje zablokowany. Po powrocie wejścia TEST w stan HI, przez jeden okres zegara wszystkie wyjścia licznika ustawiają się w stan niski. Pozwala to łatwo sprawdzać licznik i jego wyjścia.

4.5. Oscylator

ICL7109 jest zaopatrzony w 3 wszechstronne końcówki oscylatora do generacji wewnętrznych impulsów zegarowych. Oscylator może być sterowany z zewnątrz albo pracować jako generator RC lub kwarcowy. Wejście OSC SEL zmienia jego wewnętrzną konfigurację optymalizując do pracy RC lub z kwarcem. Gdy OSC SEL=HI zegar wewnętrzny ma tę samą częstotliwość i fazę co sygnał na wyjściu BUF OSC OUT. Opornik i kondensator powinny być podłączone jak na rys. 10. Układ drga z częstotliwością $f=0,45/RC$. Zalecany jest opornik 100 kΩ dla użytkowego zakresu częstotliwości. W celu tłumienia zakłóceń okresowych 50 Hz należy tak dobrać pojemność C, by czas 2048 impulsów zegarowych mieścił się w całkowitej wielokrotności okre-

su 50 Hz (ale nie mniejszej niż 50 pF). Dla OSC SEL=LO oscylator będzie pracował z kryształem kwarcu (rys. 11) w zakresie $f=1 \pm 5$ MHz bez zewnętrznych elementów. Częstotliwość zegara będzie 58 razy mniejsza od częstotliwości sygnału na wyjściu BUF OSC OUT.

Stosując generator RC z elementami $R=100$ kΩ, $C=90$ pF dostajemy $f=50$ kHz ($T=20$ μs). Czas jednego pomiaru wynosi 8192 ± 20 μs = 163,8 ms, czyli dokonuje się 6,1 pomiaru/sek. Ponieważ 2048 ± 20 μs = 40,96 ms, to jest błąd $\delta = \frac{40,96 - 40}{40}$

= 2,4%, więc tłumienie zakłóceń wynosi $20 \lg \delta \approx 32$ dB.

Sterując oscylator z zewnątrz należy OSC OUT zostawić nie podłączone, a na OSC IN podać sygnał sterujący. Wewnętrzny zegar będzie miał tę samą częstotliwość i fazę co sygnał wejściowy, jeśli OSC SEL zostanie niepodłączony. Gdy OSC SEL=LO, zegar będzie miał częstotliwość 58 razy mniejszą.

Stosując ICL7109 z IM6403UART możliwe jest użycie jednego kryształu 3,58 MHz dla obydwu układów. Do sterowania OSC IN UART-u należy użyć wyjścia BUF OSC OUT. Z powodu małej obciążalności tego wyjścia, w przypadku sterowania więcej niż jednego układu trzeba stosować zewnętrzne buforowanie.

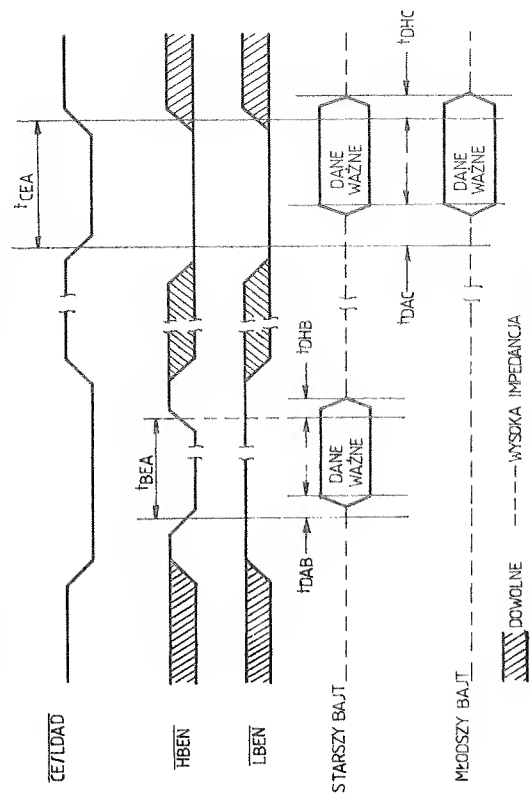
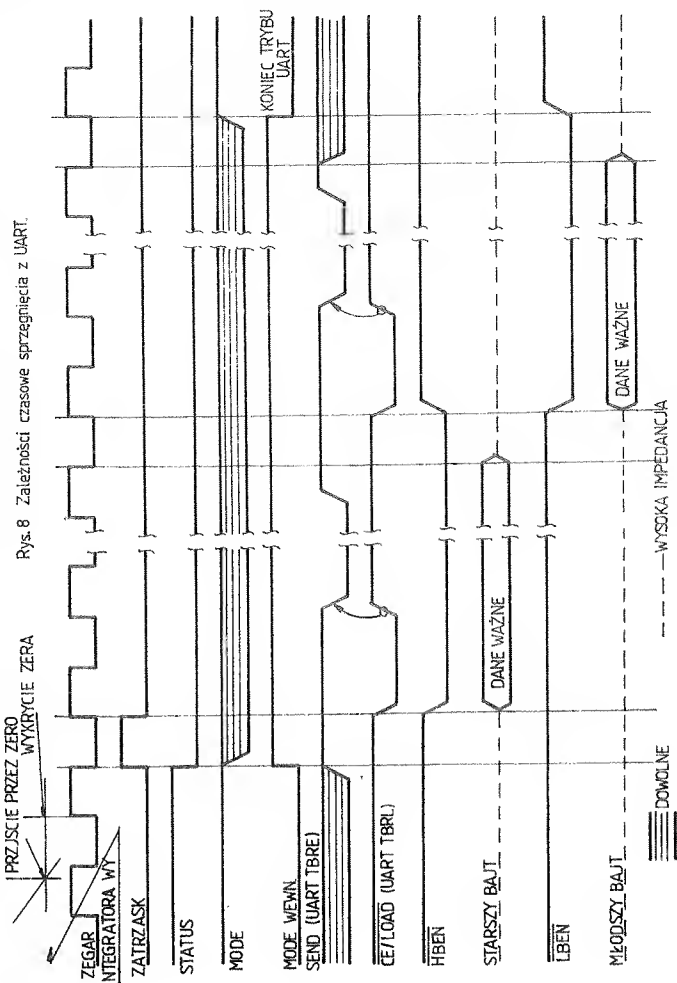
5. PRACA „PROSTA” (DIRECT MODE)

Gdy wejście MODE jest w stanie niskim, dane wejściowe (bity 1 do 8 jako młodszy bajt oraz bity 9 do 12, POL, OR jako starszy bajt) są dostępne pod kontrolą układu i wejść sterujących. Te trzy wejścia sterujące (CE/LOAD, HBEN, LBEN) są aktywne w stanie niskim a zależności czasowe odpowiednich sygnałów są pokazane na rys. 6 i tabeli 3.

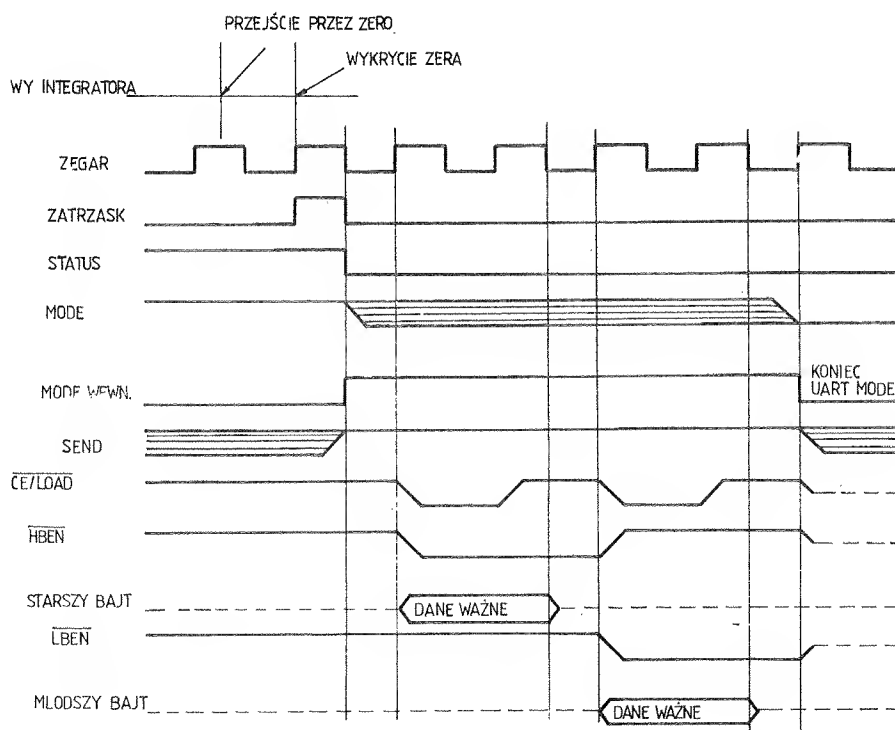
Tabela nr 3

Symbol	Min.	Typ.	Max.	Jed.
t _{BEA}	220	350		ns
t _{DAB}		210	350	ns
t _{DHB}		150	300	ns
t _{CEA}	260	400		ns
t _{DAC}		260	400	ns
t _{DHC}		240	400	ns

c.d. na str. 9



Rys.6 Zależności czasowe wyjść układu w trybie prostym



Rys.7 Tryb handshake z ustalonym sygnałem SEND = HI

Trzeba także zauważyć, że wejścia te są asynchroniczne względem zegara przetwornika — dane są dostępne w dowolnej chwili. Dlatego jest możliwość otrzymania danych w czasie ich aktualizacji, co mogłoby prowadzić do ich pomieszczenia. Synchronizację dostępu danych z cyklem konwersji gwarantuje śledzenie wyjścia STATUS: dane nigdy nie są aktualizowane jeśli STATUS=LO.

6. PRACA „Z POTWIERDZENIEM” (HANDSHAKE)

Ten tryb dostarcza innego sposobu sprzęgania układu ICL7109 z systemami cyfrowymi, gdzie przetwornik A/C uczestniczy aktywnie w sterowaniu przepływem danych zamiast biernej reakcji na wyjścia sterujące. Został on specjalnie zaprojektowany w celu umożliwienia prostego sprzęgnięcia przetwornika z przemysłowym standardem UART-u (jak np. Intersil CMOS UART IM6402/03). W tym przypadku nie są potrzebne żadne układy logiczne. Układ przełączony do pracy handshake zapewnia pełną kontrolę oraz sygnały konieczne do sekwencyjnego wprowadzenia dwóch bajtów danych do układu UART oraz inicjalizacji ich szeregowej transmisji. Ułatwia to w większości zastosowań pracę i redukuje koszty konstrukcji stanowisk zdalnego zbierania danych, używających transmisji szeregowej w celu minimalizacji liczby linii dochodzących do sterującego centralnego procesora.

Wejście do pracy handshake jest sterowane przez wejście MODE. Gdy jest ono trzymane na wysokim poziomie przetwornik przejdzie do tego trybu po tym, jak nowe dane zostaną zgromadzone w wyjściowych zatrzaśkach, co następuje przy końcu każdej konwersji (rys. 7, 8). Końcówka MODE może być używana jako przełącznik wejścia w tryb handshake na żądanie. Pojawienie się krótkiego impulsu na tym wejściu powoduje natychmiastowe przejście do tego rodzaju pracy w dowolnej chwili cyklu przetwarzania. Jeśli impuls ten wystąpi w czasie, gdy nowe dane są magazynowane, przejście w tryb handshake zostanie wstrzymane aż dane się ustabilizują. W czasie gdy przetwornik znajduje się w tym trybie, wejście MODE jest ignorowane i chociaż konwersja ciągle się dokonuje, to aktualizacja danych będzie

zatrzymana, aż układ zakończy cykl wyjścia i skasuje tryb handshake. Poza tym, gdy układ wchodzi w ten tryb lub $MODE=HI$, końcówki wyboru układu i bajtu (CE/LOAD, HBEN, LBEN) pozostają na poziomach zgodnych z TTL.

Wejście SEND jest używane przez przetwornik jako wskazanie gotowości układu odbiorczego (takiego jak UART) do przyjęcia danych. Rys. 7 przedstawia sekwencję cyklu wysłania danych z wejściem SEND będącym w stanie HI. Praca handshake (Internal $MODE=HI$) jest wprowadzona po impulsie zatrzaśnięcia danych (odkąd $MODE$ jest na poziomie wysokim, końcówki CE/LOAD, HBEN, LBEN są aktywne jako wyjścia). Na tym samym opadającym zboczach zegara jest sprawdzany wysoki poziom wejścia SEND. Na kolejnym, narastającym zboczach zegara wyjścia CE/LOAD i HBEN przyjmują poziom niski, a wyjścia starszego bajtu (bity 9÷12, POL, OR) są aktywne. Wyjście CE/LOAD pozostaje w stanie LO tylko przez jeden okres zegara, dane wyjściowe są aktywne przez 1,5 okresu, a HBEN=LO przez dwa okresy. Właśnie niski poziom sygnału CE/LOAD lub jego zbocze narastające może służyć jako sygnał synchronizacji informujący o ważności danych. Podobnie w przypadku sygnałów LBEN i HBEN: można je wykorzystać za wskaźniki dla identyfikacji bajtów. Praca handshake kończy się po wysłaniu obydwu bajtów danych.

Rys. 8 pokazuje sekwencję wyjścia, gdzie wejście SEND jest użyte dla zapewnienia poprawnego przesyłania danych. Wykresy czasowe przedstawiają zależności występujące przy użyciu standardu IM6402/3 CMOS UART do sprzęgnięcia z kanałem transmisji szeregowej. W tym sprzężeniu wejście SEND układu ICL7109 jest sterowane sygnałem TBRE (rejestr buforowy transmisji pusty) z wyjścia UART-u, a końcówka CE/LOAD steruje wejściem TBRL (rejestr buforowy transmisji załadowany) UART-u. Dane wyjściowe są równolegle przesyłane do ośmiu wejść buforowego rejestru transmisji. Zakładając, że rejestr ten jest pusty, wejście SEND będzie w stanie HI, gdy układ 7109 wejdzie w tryb handshake po zmagazynowaniu nowych danych. Końcówki CE/LOAD i HBEN przejdą do stanu LO po wykryciu stanu HI na SEND, a wyjścia starszego bajtu staną się aktywne. Gdy

CE/LOAD przejdzie do stanu HI po jednym okresie zegara, starszy bajt zostanie przesłany do buforowego rejestru UART-u. Wyjście TBRE przejdzie do stanu LO, co zatrzyma sekwencję wyjściową, pozostawiając wyjścia starszego bajtu w stanie aktywnym. Kiedy UART prześle dane do rejestru transmisyjnego i wyzeruje buforowy rejestr transmisji, sygnał TBRE powróci do poziomu HI. Przy pierwszym opadającym zboczach zegara ICL7109 wyjścia starszego bajtu zostaną zablokowane, a pół okresu później sygnał HBEN przejdzie do stanu HI. Jednocześnie CE/LOAD i LBEN przejdą do stanu LO i wyjścia młodszego bajtu staną się aktywne. Pół okresu zegara układu 7109 po wpisaniu młodszego bajtu do rejestru transmisyjnego UART-u tryb handshake zostanie skasowany, końcówki CE/LOAD, HBEN i LBEN przejdą do stanu HI i pozostaną aktywne tak długo, jak długo wejście MODE będzie na poziomie wysokim. Przy wejściu MODE pozostającym w stanie HI, jak w powyższym przykładzie przetwornik będzie tworzył wyniki każdej konwersji, z wyjątkiem tych zakończonych podczas operacji wymiany danych (handshake). Przy przełączaniu układu 7109 do pracy handshake przez narastające zbocze sygnału MODE, wyjściowa sekwencja może być dokonywana na żądanie. Sytuację taką przedstawia rys. 9. Dodatkowo również wejście SEND jest w stanie niskim, kiedy przetwornik przechodzi do pracy handshake. W tym przypadku pełna sekwencja wyjściowa jest sterowana przez wejście SEND i jest ona jednakowa dla obu bajtów (starszego i młodszego). Zauważmy, że przetwornik dokonuje ciągłej konsekwencji z normalnie funkcjonującymi sygnałami STATUS i RUN/HOLD. Jedyną różnicą jest to, że nowe dane nie są zatrzymywane, gdy przetwornik jest w trybie handshake i dlatego są traczone.



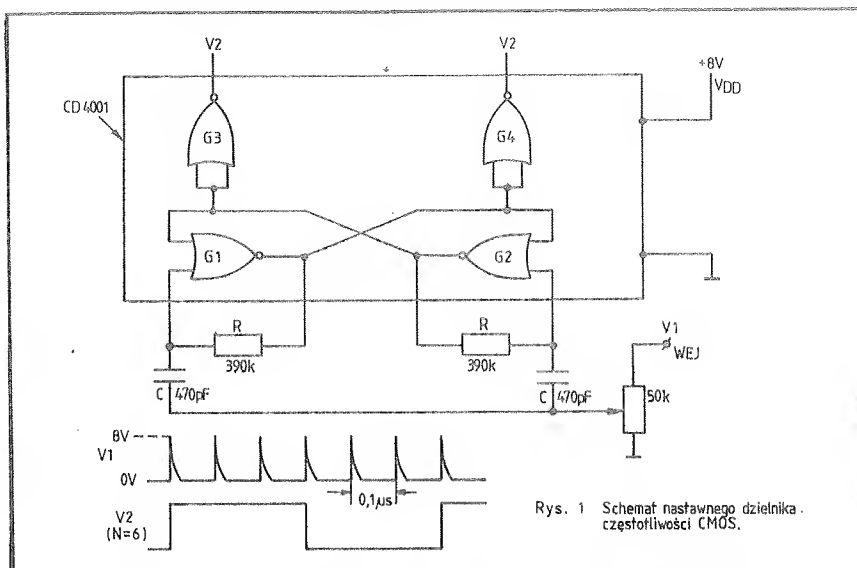
Cyfrowy nastawny dzielnik częstotliwości CMOS

Do budowy tego dzielnika wykorzystano układ CD4001, w którym znajdują się cztery dwuwejściowe bramki NOR. Podział modulo N jest łatwy do wykonania za pomocą zewnętrznego nastawnego potencjometru. Do układu wchodzi impuls o częstotliwości f_1 , a następnie jest generowana dopełniająca fala prostokątna o częstotliwości f_2 : $f_1/f_2 = N$, gdzie N jest liczbą parzystą. Dwie bramki $G1$ i $G2$, są połączone w ten sposób, że tworzą prosty przerzutnik typu zatrzask. Rezystory sprzężenia zwrotnego R umożliwiają kondensatorom na wejściach bramek naładowanie się do wartości napięcia zasilania. Impulsy wejściowe są następnie kierowane do bramek $G1$ oraz $G2$ powodujących zmianę stanu przerzutnika, w najprostszym przypadku co każdy impuls (modulo 2). Dla uzyskania wyższego współczynnika podziału, na wejściach bramek należy umieścić kondensatory o wartości 5pF . Potencjometr obniża amplitudę impulsów wejściowych tak, że mogą być one „scalane” przez kondensatory. W konsekwencji przerzutnik może zmieniać stan co 4, 6, 8 lub więcej impulsów. Limit jest określony przez dopuszczalny margines szumów. Oczywiście wartość

modulo N jest funkcją amplitudy sygnału wejściowego, napięcia sterowania i wartości elementów dyskretnych. Dla układu pokazanego na rysunku N zmienia się od 2 do 30 za pomocą potencjometru. Bramki $G3$ i $G4$ są użyte w celu skorygowa-

nia opadającego sygnału, co może mieć miejsce na wyjściach bramek $G1$ i $G2$, gdy N zbliża się do maksymalnej wartości.

Opracowano na podstawie „Design Techniques for Electronics Engineers” New York 1977.



Rys. 1 Schemat nastawnego dzielnika częstotliwości CMOS.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Stabilizator napięcia zasilania lamp błyskowych

Stabilizacja napięcia zasilającego lampy błyskowe jest ważna i konieczna, gdyż przy zmianie napięcia sieci o $\pm 10\%$ energia lampy zmienia się o $\pm 21\%$.

Na rysunku przedstawiony jest schemat prostego, impulsowego, tyrystorowego, stabilizatora napięcia. Kondensator $C2$ ładuje się do momentu zrównania się napięcia na nim z napięciem stabilizacji obwodu stabilizatorów $V4-V6$ (210 V lub 300 V). Prąd ładowania zostaje wówczas przerwany i będzie doładowywał kondensator $C2$ małymi impulsami w przypadku samorozładowania się $C2$. Lampka $H1$ jest wskaźnikiem ładowania: w czasie ładowania lampka daje migające światło; rzadkie błyski świadczą o tym, że lampka błyskowa jest gotowa do pracy. Przełącznik służy do zmiany energii błysku (podwójnej).

Uruchomienie układu polega tylko na sprawdzeniu napięcia stabilizacji stabilizatorów przy pomocy oscyloskopu lub sprawdzeniu wartości stabilizacji napięcia wyjściowego miernikiem.

Tyrystor zastosowany w układzie może być dowolny z dopuszczalnym napięciem pracy nie mniejszym niż 400 V.

Stabilizatory powinny wytrzymać ciągły prąd o wartości $30 \div 50\text{ mA}$

i zapewniać potrzebne napięcie stabilizacji. Muszą być one zamontowane na radiatorze o powierzchni nie mniejszej niż 20 cm^2 .

Rezystor $R2-5k6$ jest dobrany na moc $10 \div 25\text{ W}$. Kondensator $C1$ jest obliczony na napięcie pracy nie mniejsze niż 400 V i nie może być elektrolityczny, kondensator $C2$ powinien mieć pojemność w granicach $22 \div 100\text{ }\mu\text{F}$ i napięcie pracy $350 \div 450\text{ V}$.

Na schemacie podane są rzadkie elementy półprzewodnikowe. Niżej podane są ich polskie zamienniki:

Tyrystor $V2-BTP10/400$

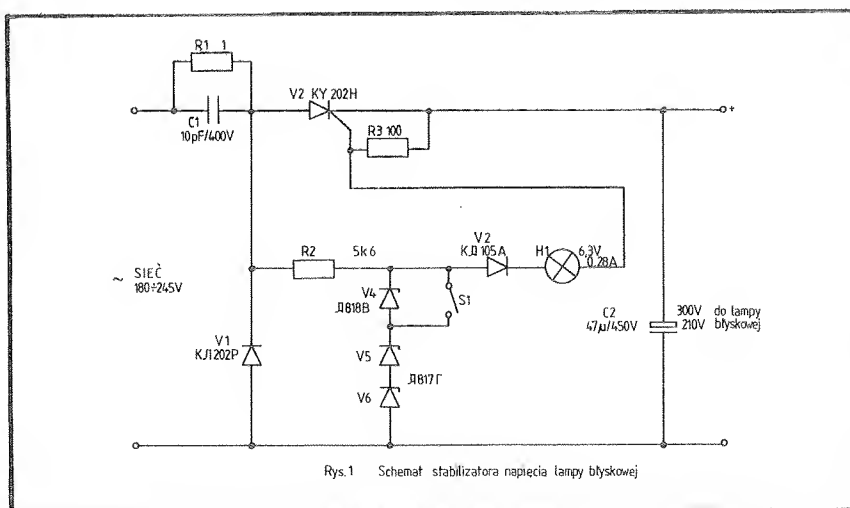
Diody $V1-BYP680$

$V3-BYP401/400$

Stabilizatory $V4-BZP620-C10$

$V5, V6-BZP640-C33$
(po 3 szt.)

Literatura:
W. Anczew, A. Dobrosławski — „Fotoliubiciel-konstruktor” Moskwa 1989, str. 150



Rys. 1 Schemat stabilizatora napięcia lampy błyskowej

Moduł monitora do OTVC serii C 280/281/282

Proponowany do wykonania układ umożliwia dołączenie do odbiornika telewizyjnego dowolnego źródła sygnałów AUDIO i VIDEO-composit, z pominięciem całego toru radiowego (w.c.z. i p.cz.). Zaletą takiego podłączenia jest uniknięcie szeregu zniekształceń sygnału wizyjnego wprowadzanych przez ten tor, co wyraźnie wpływa na jakość obrazu. Ma to szczególne znaczenie w OTVC produkcji radzieckiej, ze względu na niską jakość głowic UHF, a w tym właśnie paśmie pracuje przeważająca część modulatorów wbudowanych w magnetowidy, komputery domowe itp. urządzenia. Chcąc uprościć stosowanie modułu monitora wyposażono go w automatyczny przełącznik odbiór TV/magnetowid. Sterowany jest impulsami synchronizacji sygnału VIDEO podawanym z zewnętrznego źródła.

OPIS UKŁADU

Schemat modułu monitora zamieszczono na rys. 1. Rezystor R1 zapewnia dopasowanie wejścia układu do wyjścia magnetowidu. W zależności od posiadanego sprzętu należy dobrać wartość tego elementu. Sygnał wizyjny wzmacniany jest we wzmacniaczu z tranzystorami T1 i T2. Dodatkową funkcją tego wzmacniacza jest ustawienie poziomu składowej stałej sygnału wizji, potrzebną do odtworzenia poziomu czerni w dekodерze. Wzmocnienie można regulować zmieniając wartości rezystorów R8/9 oraz R7/6. W praktyce nie okazało się to jednak konieczne. Sygnał wizyjny podawany jest jednocześnie do wzmacniacza-separatora T4. Ma on za zadanie wstępną selekcję impulsów synchronizacji i wzmocnienie ich do poziomu ok. 2–3 V. Wzmocnionymi impulsami sterowany jest prostownik-podwajacz napięcia z diodami D1, D2 i kondensatorami C3, C4. Stała czasowa C4 i R20 wyznacza opóźnienie przełączenia z odbioru TV na magnetowid. Jest ono niezbędne, aby uniknąć przypadkowych przełączeń spowodowanych impulsami zakłócającymi. Tranzystory T5 i T6 są inwerterami służącymi do sterowania bramkami kluczy analogowych US1 (4066). Tranzystor T7 jest kluczem blokującym układ p.cz. fonii odbiornika. Blokada powoduje likwidację szumów mogących zakłócić sygnał fonii z magnetowidu. Klucze US1C oraz US1D stanowią multiplexer sygnału wizyjnego z magnetowidu i z toru p.cz. OTV. Wybrany sygnał podawany jest na wejście wtórnika T3 i dalej do modułu dekodera i synchronizacji. Składowe stałe obydwu sygnałów są jednakowe i dzięki temu w czasie przełączania nie występuje zmiana poziomu jasności obrazu. Zastosowany dodatkowo klucz US1A łączy sygnał AUDIO z magnetowidu do toru fonii odbiornika. Następuje to jednocześnie z przełączeniem

na odbiór sygnału wizyjnego z gniazda VIDEO.

UWAGI KOŃCOWE

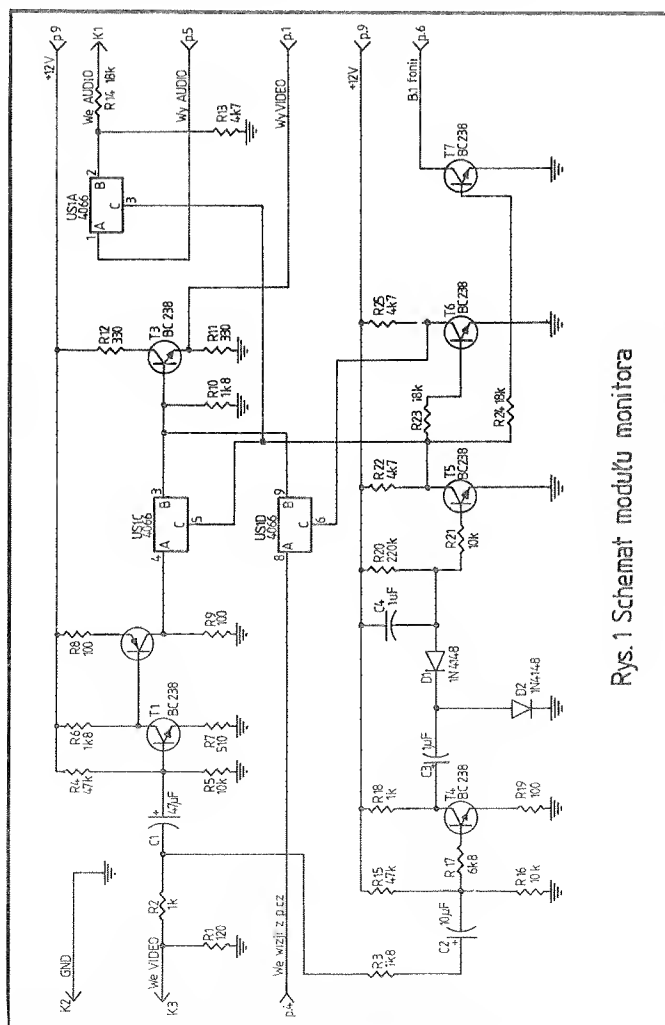
Układ zaprojektowano i wykonano na płycie drukowanej, przedstawionej na rys. 2. Tu ważna UWAGA — płytka jest w skali 2:1. W dolnej części obwodu znajduje się miejsce na łączówkę typu AJC45 stosowaną w OTVC serii 2../3.. Wprowadzenia modułu odpowiadają wyprowadzeniom na płycie bloku sygnałowego. Należy się dodatkowo upewnić, czy w module pośredniej (CMPK-2-1) zamontowane są następujące elementy:

- diody VD1 oraz VD2 (oryginalnie montowane są diody typu KD510A, lecz można je zastąpić dowolnymi diodami impulsowymi);
- rezystor R34 o wartości 100 k;
- kondensator C23 o wartości pojemności 47 μ F.

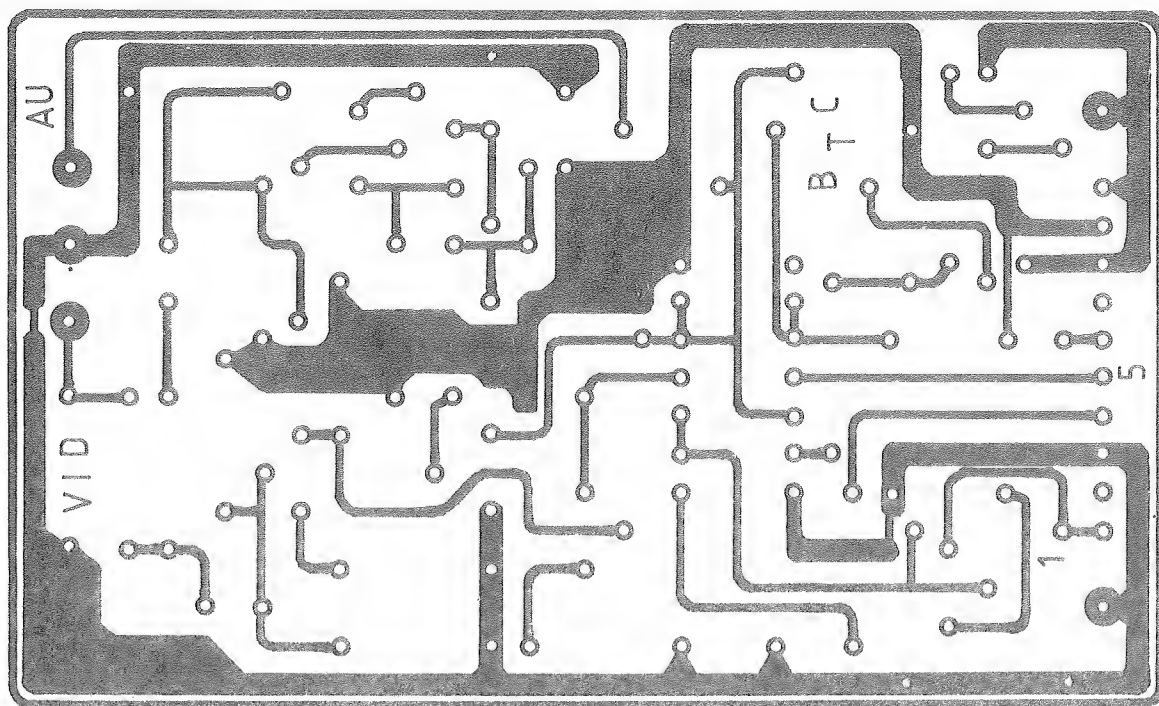
W wypadku braku tych elementów należy je zamontować. Ich brak powoduje brak fonii z urządzenia dołączanego do gniazda AV i występowanie przesłuchów z toru fonii OTV. Należy także zamontować mostek po-

między punktami M-M na bloku sygnałowym, zdjąc nasadkę X2H1 (H2N1) i połączyć punkt 1 tej nasadki z punktem 4 łączówki X3 (gniazdo modułu monitora). W wypadku powstawania zniekształceń obrazu w postaci zaciągania górnej jego części należy dokonać drobnej przeróbki modułu synchronizacji YCP, polegającej na połączeniu 11 nogi układu Δ 1 (K174XA11) do +12 V. Powoduje to przełączenie stałej czasowej filtru m.cz. w tryb odpowiadający pracy odbiornika w pełni dostrojonego do odbieranej stacji. Blokowane są dzięki temu zakłócające impulsy powstałe w układzie ścieżkowania MTV. Są to wszystkie zmiany jakich trzeba dokonać, aby praca układu przebiegała poprawnie.

Opisany układ można stosować w dowolnym typie telewizora wyposażonego w blok sygnałowy typu MPK-2-5 i pochodne. Są to odbiorniki typów Rubin, Sławuticz, Vega, Elektron itp. serii 280/281/282 oraz 380/381/382. Oczywiście istnieje możliwość instalowania modułu w innych typach telewizorów lecz należy liczyć się z koniecznością wprowadzenia pewnych zmian — w zależności od typu telewizora.



Rys. 1 Schemat modułu monitora



Rys. 2. Płytką drukowaną modułu

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Zasilacze cz. 2

Przystępując do naprawy zasilacza należy wiedzieć, że posiada on kilka cech charakterystycznych, które powodują to, że wyszukiwanie usterek i naprawa zasilacza różnią się od naprawy innych modułów.

Przede wszystkim należy pamiętać, że w zasilaczu występuje dużo obwodów związanych z siecią zasilającą. Dlatego też pomiar rezystancji pomiędzy wyprowadzeniami elementów (w tym także i bezpieczników) zasilacza powinien odbywać się tylko przy wyłączonym telewizorze (wyjętej z gniazda sieciowego wtyczce) i po rozładowaniu kondensatorów C16, C19, C20 w zasilaczu. Niebezpieczne miejsca na płytce drukowanej są zakreskowane i zakryte plastikowymi zabezpieczeniami.

Przy uszkodzeniu zasilacza należy mieć na uwadze, że jednocześnie może ulec zepsuciu kilka elementów. Dlatego też po znalezieniu uszkodzo-

nego elementu należy dalej kontynuować sprawdzanie i lokalizację innych uszkodzonych elementów. W innym przypadku po podaniu zasilania wymieniony na nowy element może ulec ponownemu uszkodzeniu.

W większości przypadków naprawa zasilacza sprowadza się do sprawdzania omomierzem („przedzwania”) obwodów i elementów, przy czym od dokładności wykonania tej czynności zależy końcowy sukces.

Dla przypomnienia celowe jest tutaj podanie wartości rezystancji pomiędzy anodą i katodą nieuszkodzonego tyrystora KY112A. W obydwu kierunkach powinna ona wynosić nie więcej niż 1 MΩ, a między katodą i elektrodą sterującą 0,5 ÷ 1 kΩ w kierunku przewodzenia oraz dziesiątki kiloohmów w kierunku zaporowym (rezystancje te mierzy się przy wylutowanym tyrystorze).

Nie należy też dziwić się temu, że różne uszkodzenia w telewizorze powodowane są przez te same elementy zasilacza. Można to wyjaśnić różnym charakterem uszkodzeń elementów. Np. w jednym przypadku defekt spowodowany jest całkowitym przebieciem diody, w innym — częściowym przebieciem (dioda posiada pewną dowolną rezystancję), a jeszcze w innym przerwą w diodzie.

Uszkodzenia zasilacza prowadzą do braku obrazu, dźwięku, odchyłania pionowego; przeciążenia powodującego i przepalanie bezpieczników, brak możliwości włączenia telewizora; zniekształceń obrazu (relaksacji) oraz innych.

Niżej przedstawione są najbardziej charakterystyczne uszkodzenia zasilacza i sposób lokalizacji niesprawnych elementów.

c.d. na str. 13

1. PRZY WŁĄCZENIU TELEWIZORA PRZEPALAJĄ SIĘ BEZPIECZNIKI FU1, FU2 LUB JEDEN Z NICH.

Najbardziej prawdopodobną przyczyną defektu jest przebiecie jednej lub kilku diod z mostka prostowniczego VD4—VD7, albo co bywa bardzo rzadko przebiecie jednego z kondensatorów C1—C3 na płytce filtra sieciowego lub C8, C9, C12, C13, C16, C19, C20 w zasilaczu.

Przepalanie się bezpieczników może być także spowodowane przebieciem tranzystora VT4 lub podkładki izolacyjnej pomiędzy tranzystorem i radiatorem.

W przypadku uszkodzenia tranzystora VT4 przed wlutowaniem nowego, konieczne jest sprawdzenie tyristora VS1, tranzystorów VT1, VT2 i stabilizatora VD3 dlatego, że często występują jednocześnie uszkodzenia tych elementów. Uszkodzeniu może towarzyszyć przegrzewanie lub całkowite przepalenie się rezystorów R14, R16, R6 i przebiecie diody VD9. Należy też zwrócić uwagę na zewnętrzny wygląd tyristora i otaczających go elementów. Niekiedy przy przebieciu na korpusie tyristora powstaje otwór wokół wyprowadzenia katody, a elementy otaczające go C17, VD8, R15 pokrywają się sadzą.

Duże kłopoty może sprawić przerwa w diodach VD2 lub VD8, a także chociaż rzadziej przerwa w kondensatorze C14. Powoduje to jednocześnie uszkodzenie tyristora VS1, tranzystora VT4, a w końcu przepalenie bezpieczników. Diody te mogą mieć krótkotrwałe przerwy, a potem wracać do normalnego stanu, dlatego przy sprawdzaniu można nie stwierdzić ich uszkodzenia i w tym przypadku najlepiej jest wymienić obydwie diody.

2. TELEWIZOR NIE WŁĄCZA SIĘ, WSKAŹNIK HL1 W ZASILACZU NIE ŚWIECI SIĘ

Pierwszą czynnością jest pomiar napięć na wszystkich wyprowadzeniach zasilacza. Jeśli ich nie ma, to lokalizację uszkodzenia kontynuujemy mierząc napięcia (250÷300 V) na kondensatorach C16, C19, C20. Przy ich braku sprawdza się kolejno bezpieczniki, włącznik sieciowy SB1, elementy filtra sieciowego i styki w złączach X17(A2) oraz X1(A4). Jeżeli napięcie na kondensatorach C16, C19, C20 występuje, to lokalizację uszkodzeń należy prowadzić dalej. Przede wszystkim sprawdza się, czy nie mają przebiecia diody VD9, VD12÷VD15, stabilizator VD3, tranzystory VT2, VT3, kondensatory C7, C14 oraz rezystory R8, R18. Pośrednim znakiem uszkodzenia rezystorów R8, R18, kondensatora C7, stabilizatora VD3 i tranzystorów VT2, VT3 może być bardzo głośny trzask przy rozładowaniu kondensatorów C16, C19, kiedy zwiera się je przed sprawdzaniem. Przebiecie stabilizatora VD3 w większości przypadków uszkadza tyristor

VS1 i powoduje przepalenie rezystorów R14, R16. Następnie sprawdza się omomierzem uzwojenia 19-1, 3-5 transformatora T1.

Spotyka się też przypadki, kiedy brak jest tylko wyjściowego napięcia 130 V (150 V) na styku 2 złącza X2(A3). Oznacza to, że generator samodławny pracuje a uszkodzenie znajduje się w prostowniku tego napięcia. Konieczne jest sprawdzenie czy nie ma przerwy w diodzie VD12 i kondensatorze C27.

3. TELEWIZOR NIE WŁĄCZA SIĘ, SŁYCHAĆ TRZASK O NISKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

W tym przypadku pomiar napięć na wyjściach zasilacza pokaże, że są one dużo mniejsze niż nominalne.

Na początku należy upewnić się, czy nie są przebite tyristor VS1 i tranzystor VT4. Następnie sprawdza się stabilizator VD1, VD3, diody VD2, VD10, VD11, tranzystory VT1, VT3 i na końcu diody VD12÷VD15.

4. TELEWIZOR NIE WŁĄCZA SIĘ PRZY OBNIŻONYM NAPIĘCIU SIĘCI (MNIEJSZY NIŻ 200 V). SŁYCHAĆ DŹWIĘK O WYSOKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Taką usterkę można usunąć wymieniając diody VD14 i VD15 w zasilaczu.

Drugim sposobem usunięcia defektu może być włączenie szeregowo z diodą VD8 rezystora o wartości 2,7 Ω.

5. TELEWIZOR WŁĄCZA SIĘ Z OPÓŹNIENIEM 5÷15 s

Przyczyną defektu jest niska jakość stabilizatora VD16, którego praca stabilizuje się po nagraniu w czasie 5÷15 s.

6. NIESTABILNY ROZMIAR OBRAZU W PIONIE I W POZIOMIE. „RELAKSACJA”

Usterka może być spowodowana zmianą napięcia sieciowego lub prądu kineskopu.

Szczególnym przypadkiem niestabilności rozmiaru obrazu może być tzw. „relaksacja”, to jest regularna zmiana rozmiaru obrazu w pionie i w poziomie, a także zmiana jasności świecenia w postaci błysków z towarzyszącymi im trzaskami.

Sprawdzeniu podlegają diody VD2, VD9—VD11 na przebiecie, a tranzystor VT1, stabilizator VD1, rezystory R10, R12, R14, R16 i kondensator C6 na brak przerwy.

Oprócz tego przy relaksacji należy upewnić się czy sprawny jest tyristor VS1, diody VD2, VD8 i kondensator C14. Wcześniej była już mowa, że przerwa w tych diodach i kondensatorze prowadzi do uszkodzenia tranzystora VT4 i tyristora VS1, dlatego długotrwała praca telewizora w stanie relaksacji nie jest zalecana.

Pośrednim znakiem przerwy w jednym z wymienionych elementów może być zwiększenie wszystkich napięć na wyprowadzeniach zasilacza.

Do niestabilności rozmiaru obrazu i relaksacji prowadzą także pęknięcia i odłamania rdzenia transformatora T1.

7. BRAK OBRAZU. WSKAŹNIK HL1 W ZASILACZU ŚWIECI SIĘ, JEST DŹWIĘK

W tym przypadku mierzy się napięcie 12 V na styku 7 złącza X2(A3). Jeśli jego nie ma, to sprawdza się diodę VD14, kondensator C29, tranzystory VT5—VT7, stabilizator VD16, dławik L3 i kondensator C32.

8. BRAK DŹWIĘKU. WSKAŹNIK HL1 ŚWIECI SIĘ

Przy braku napięcia 15 V między stykami 4 i 6 złącza X2(A3), przyczyną defektu może być przerwa w diodzie VD15, kondensatorze C30, a także w uzwojeniu 10—20 transformatora T1.

9. BRAK ODCHYLENIA PIONOWEGO. WSKAŹNIK HL1 ŚWIECI SIĘ

Jeżeli przy tym brak jest napięcia 28 V na styku 5 złącza X2(A3), to przyczyną najczęściej jest przerwa w diodzie VD13 lub dławiku L2 zasilacza, a rzadziej utrata pojemności w kondensatorze C28.

10. NA EKRANIE TELEWIZORA WYSTĘPUJĄ ZAKŁÓCENIA W POSTACI SZUMÓW

Zakłócenia te wprowadzane są przez zwiększoną pulsację napięcia 12 V lub 130 V (150 V) z powodu uszkodzenia kondensatorów C29, C32 i C27.

11. W CZASIE PRACY TELEWIZORA SŁYCHAĆ ŚWIST O WIELKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI. OBRAZ I DŹWIĘK SĄ NORMALNE

Usterka występuje najczęściej przy zwiększonym napięciu sieciowym. Jest ona wywoływana jakością tyristora VS1, tranzystora VT4 i transformatora T1, przy czym sprawdzenie ich nie wykaże żadnej nieprawidłowości.

Dla zmniejszenia słyszalności świstu bez wymiany tych elementów zaleca się zwiększenie rezystancji rezystora R19 do 15÷16 Ω.

Literatura:

1. „Radio” 7, 8/89 — Jeliaskiewicz, Pieskin, Filler
2. „Odbiorniki telewizyjne” — B. Urbański

Miernik częstotliwości o minimalnej liczbie części

Niewielka liczba ogólnie dostępnych układów scalonych CMOS może być wykorzystana w prostym cyfrowym mierniku częstotliwości o dokładności 100 Hz przy częstotliwości 5 MHz. Układ zawiera tylko N+1 układów scalonych dla N-cyfrowego wyświetlacza. Obywa się bez przerzutników, dodatkowych układów logicznych do generowania impulsu count-reset oraz rezystorów ograniczających prąd siedmiosegmentowych wyświetlaczy typu LED.

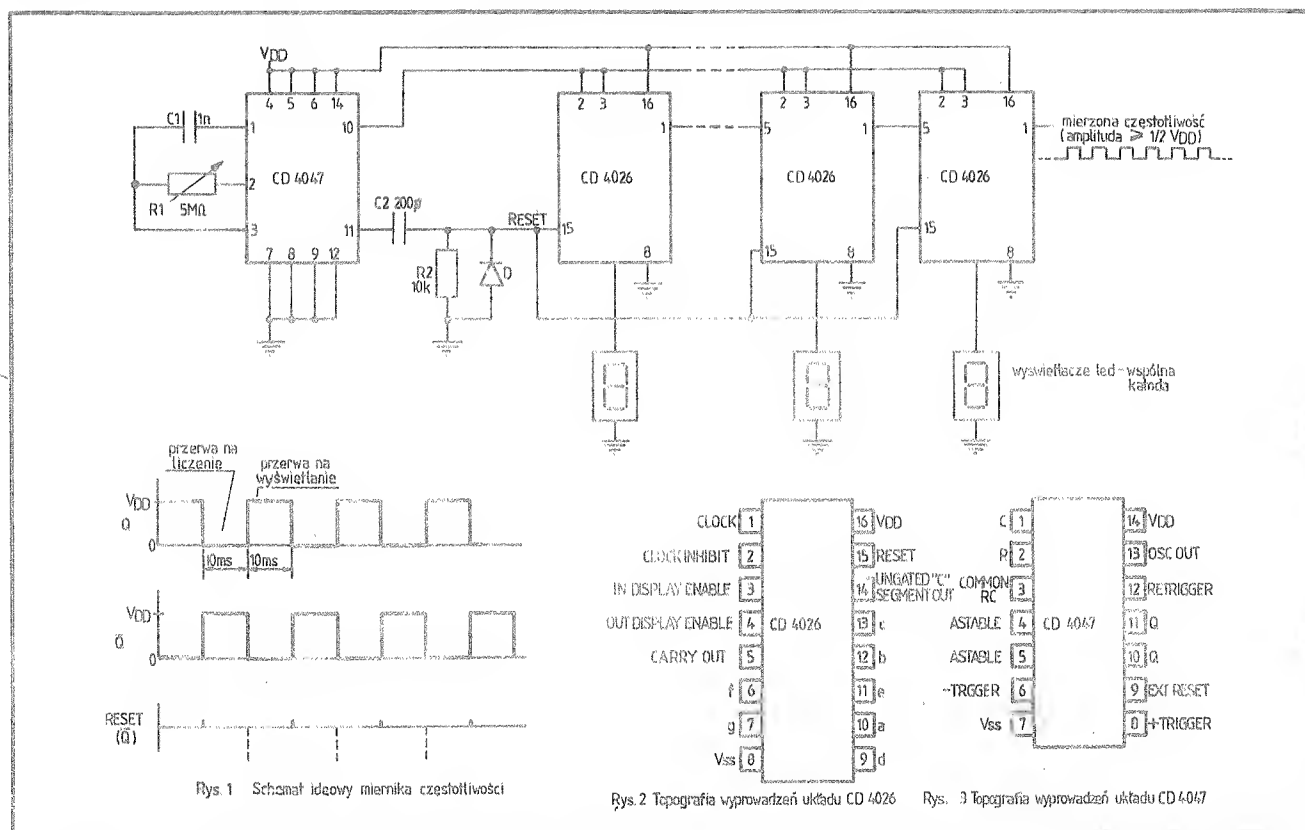
Jak pokazuje schemat (rys. 1), częstotliwość jaka ma być mierzona jest podawana do szeregu kaskadowo połączonych liczników dziesiętnych/dekoderów typu CD4026 (rys. 2). Liczniki liczą wchodzące cykle przez 10 ms, a w ciągu kolejnych 10 ms ich zawartość jest wyświetlana. Tak więc wyświetlacz aktualizuje dane co 20 ms.

Elementem, który kontroluje przemienne zliczanie i wyświetlanie jest przerzutnik astabilny typu CD4047 (rys. 3), który generuje falę prostokątną o częstotliwości 20 ms. Kiedy na wyjściu Q przerzutnika astabilnego jest stan niski, wyjścia zegarowe licznika/dekoderu są w stanie czynnym, ich wyświetlacze są w stanie biernym, ale liczniki zliczają. Kiedy Q osiąga stan wysoki wyjścia zegarowe są w stanie biernym, a rezultat jest wyświetlany. Liczniki są wyzerowane pod koniec każdej 10-milisekundowej przerwy w wyświetlaniu. Zeruje je dodatni impuls uzyskany przez różniczkowanie przedniego zbocza sygnału „1” na wyjściu \bar{Q} układu CD4047. Impulsy ujemne są odprowadzone do masy przez diodę D. Przerwę 10 ms uzyskuje się dobierając odpowiednie wartości C1 i R1. Licznik jest kalibrowany poten-

cjometrem R1. Napięcie zasilania V_{DD} może mieć wartość z przedziału od 3 V do 15 V. Wartości C2 i R2 powinny być tak dobrane, aby czas trwania impulsu zerującego wynosił przynajmniej 250 ns. Dioda D może być jakąkolwiek uniwersalną diodą o wartości szczytowej napięcia wstecznego równej przynajmniej $2 V_{DD}$.

Ten sam układ może być wykorzystany z czasem zliczania 100 ms, aby uzyskać rozdzielczość częstotliwości równą 10 Hz. Przy tak długim okresie przerzutnika występuje jednak niepożądane migotanie wyświetlaczy.

Opracowano na podstawie „Design Techniques for Electronics Engineers”, New York 1977



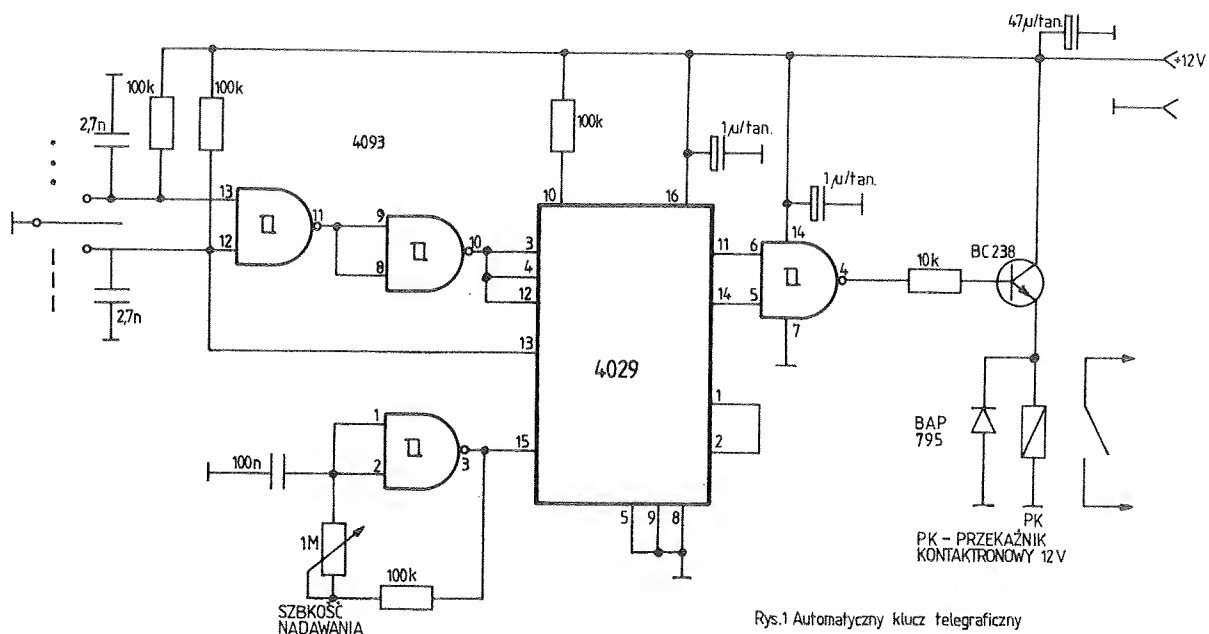
Andrzej Kusiak

Automatyczny klucz telegraficzny na układach CMOS

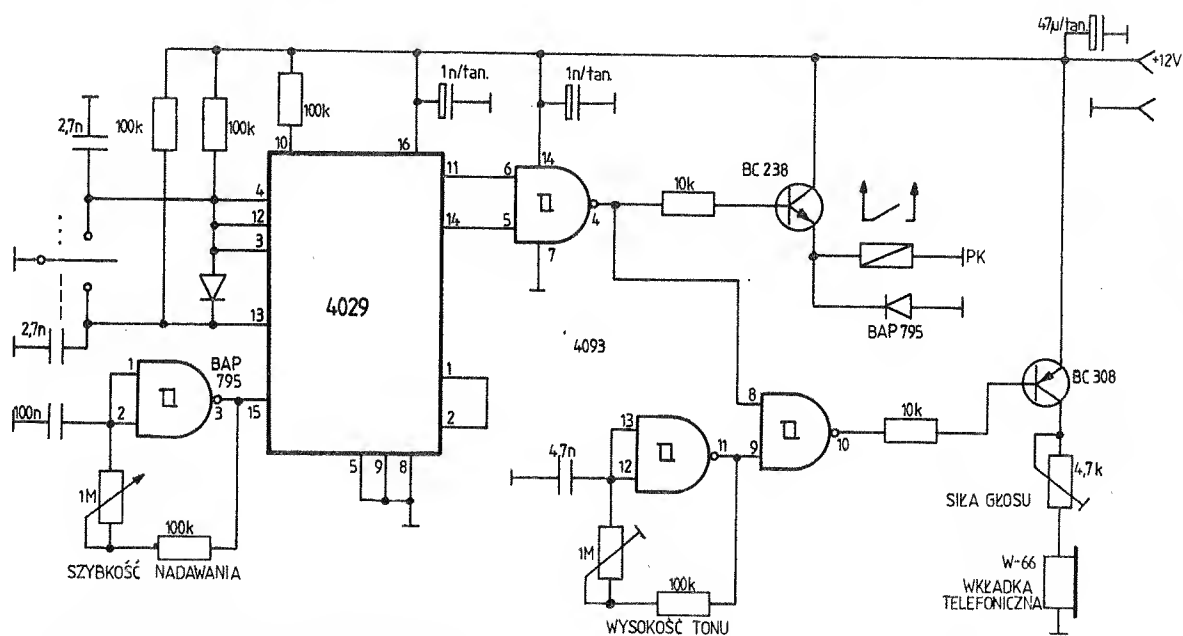
Automatyczny klucz telegraficzny ułatwia prawidłowe nadawanie znaków alfabetu Morse'a. Przechylenie dźwigni klucza w lewo powoduje nadawanie krótkich sygnałów („kropki”), w prawo dłuższych sygnałów („kreski”). Zwolnienie dźwigni przed końcem nadawania sygnału nie spo-

woduje skrócenia znaku, a następny znak nie może być nadany po czasie krótszym od czasu jednej „kropki”. Na rys. 1 i 2 przedstawiono dwa układy automatycznych kluczy telegraficznych na układach scalonych CMOS: 4029 i 4093 (MCY74029 i MCY74093 produkcji polskiej). Klucz

z rys. 2 posiada akustyczny monitor nadawania. Pomysł wykorzystania w automatycznym kluczu telegraficznym licznika 4029 pochodzi z artykułu zamieszczonego w radzieckim miesięczniku „Radio” nr 9 z 1987 roku przez rosyjskiego krótkofalowca UA4HAN.



Rys.1 Automatyczny klucz telegraficzny

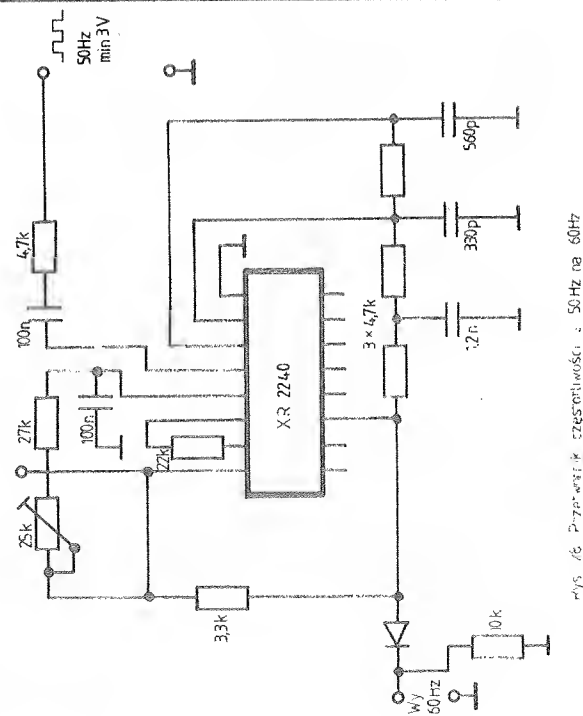
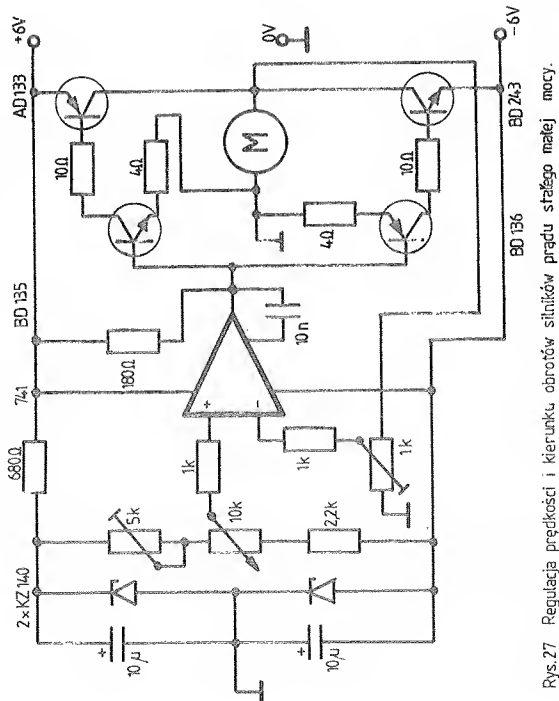
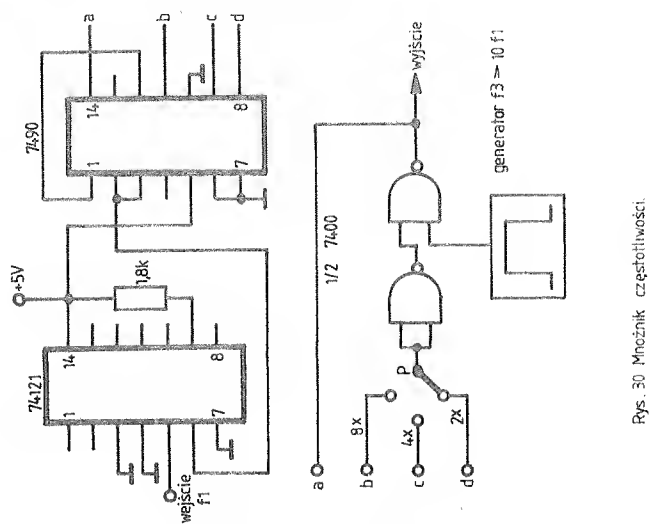
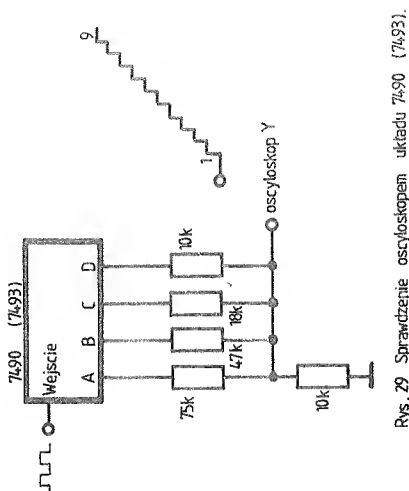
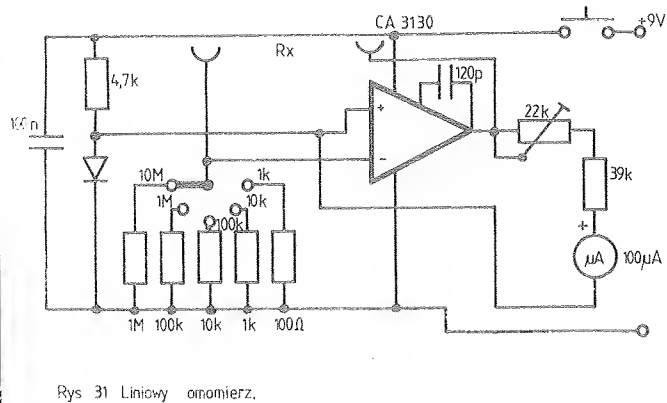
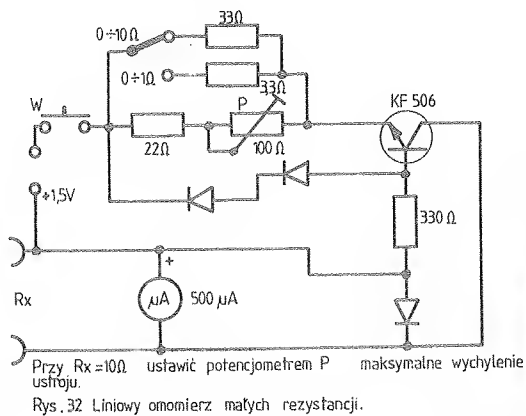


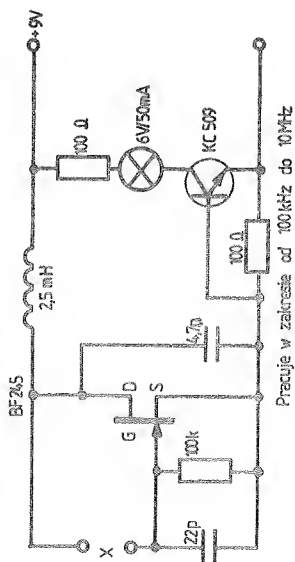
Rys.2 Automatyczny klucz telegraficzny z akustycznym monitorem nadawania.

Witold Dąbrowski

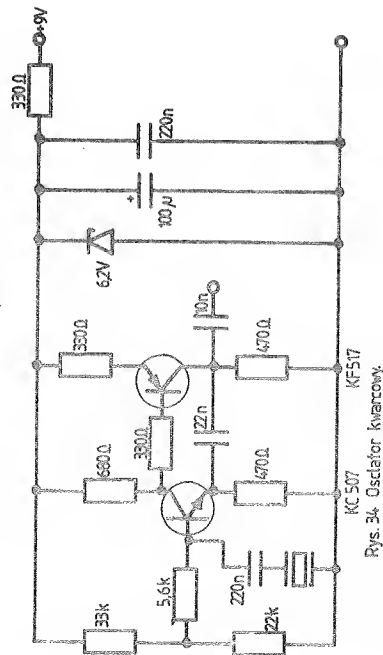
Schematy, po które czasami warto sięgnąć

- | | | |
|--------------------------------------|--------------------------------|-----------------------|
| 27. Elektor 10/1979 | 31. Practical Wireless 11/1980 | 36. Funkschau 11/1981 |
| 28. Elektor 7—8/1980 | 32. Radiotechnika 1/1980 | 37. Funkschau 12/1978 |
| 29. brak danych | 33. Radiotechnika 5/1971 | 38. Das Opto-Kochbuch |
| 30. Industrielle elektr. Schaltungen | 34. brak danych | 39. Elektor 7—8/1981 |
| | 35. Funkschau 12/1980 | |

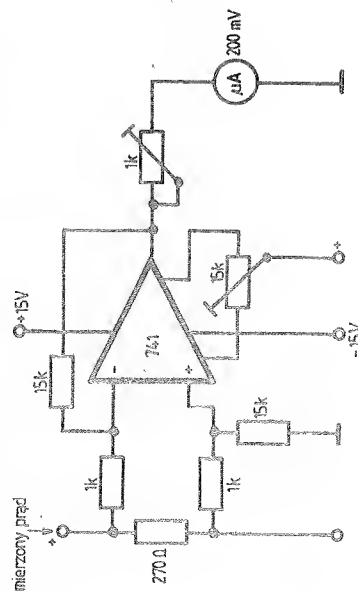




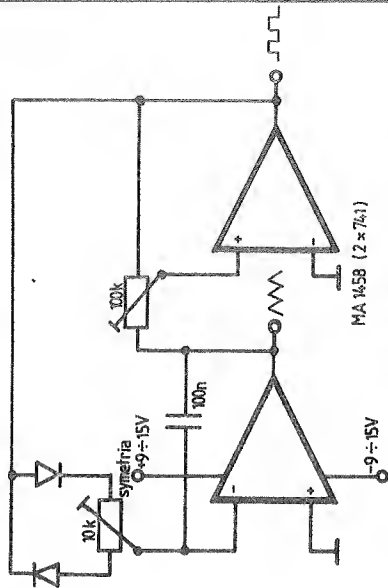
Rys. 33 Próbnik rezonatorów kwarcowych.



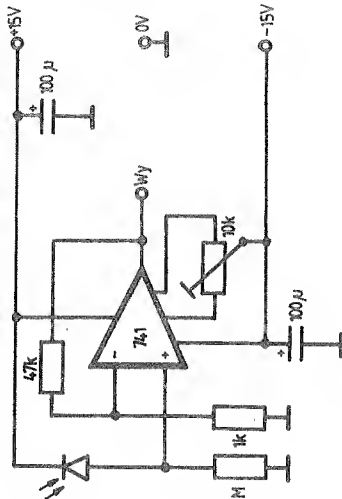
Rys. 34 Oscylator kwarcowy.



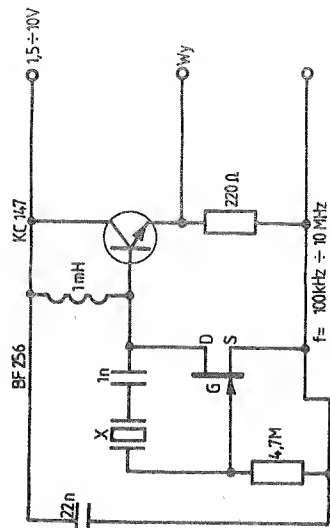
Rys. 35 Pomiar małych wartości prądu.



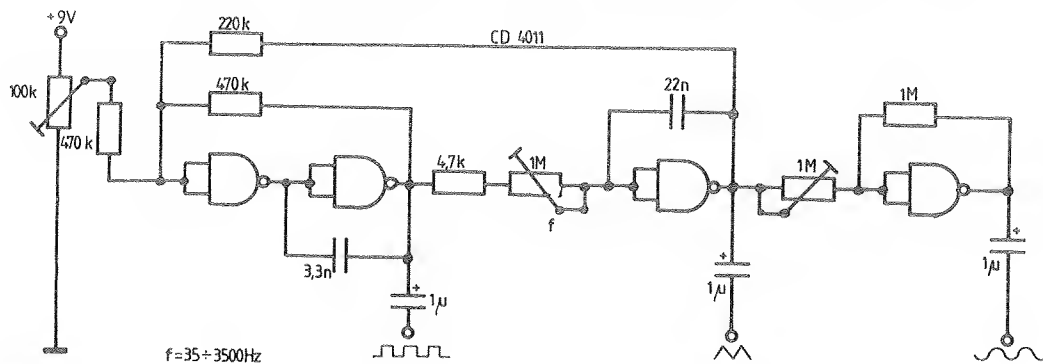
Rys. 36 Generator napięcia trójkątnego i prostokątnego.



Rys. 38 Wzmacniacz fotodiody.



Rys. 39 Oscylator kwarcowy o małym napięciu zasilania.



Rys. 37 Generator funkcji

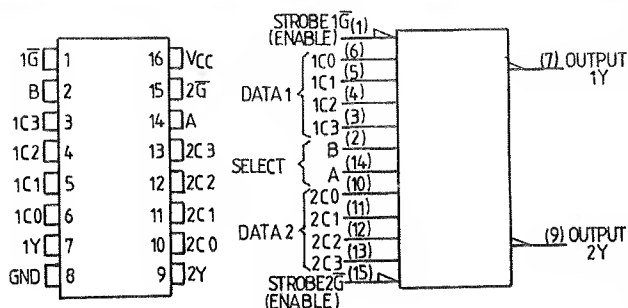
KATALOG cz. 8

Wykaz oznaczeń:

- V_{cc} — znamionowe napięcie zasilania
 I_I — prąd wejściowy
 f_{max} — maksymalna częstotliwość
 t_{PLH} — czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z niskiego na wysoki
 t_{PHL} — czas propagacji przy zmianie stanu logicznego z wysokiego na niski
 t_{PZL} — czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan niski
 t_{PZH} — czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiej impedancji na stan wysoki
 t_{PLZ} — czas propagacji przy zmianie stanu z niskiego na wysoką impedancję
 t_{PHZ} — czas propagacji przy zmianie stanu z wysokiego na wysoką impedancję
L — stan niski
H — stan wysoki
X — stan dowolny „0” lub „1”
Z — stan wysokiej impedancji

SN 74LS352

Podwójny czterowejsiowy multiplexer

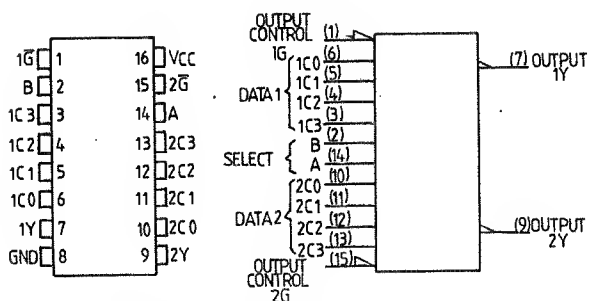


Wej.							Wyj.	
B	A	C0	C1	C2	C3	\overline{G}	\overline{Y}	
X	X	X	X	X	X	H	H	
L	L	L	X	X	X	L	H	
L	L	H	X	X	X	L	L	
L	H	X	X	X	X	L	H	
L	H	X	X	X	X	L	L	
H	L	X	X	L	X	L	H	
H	L	X	X	H	X	L	L	
H	H	X	X	X	L	L	H	
H	H	X	X	X	H	L	L	

V_{cc}	I_I	Wej.	LS352	Jed.
			5	V
			0,1	mA
t_{PLH}		DANE	13	ns
t_{PHL}			17	ns
t_{PLH}		A lub B	19	ns
t_{PHL}			25	ns
t_{PLH}		\overline{G}	16	ns
t_{PHL}			21	ns

SN 74LS353

Podwójny czterowejsiowy multiplexer — wyj. trójsztatowe

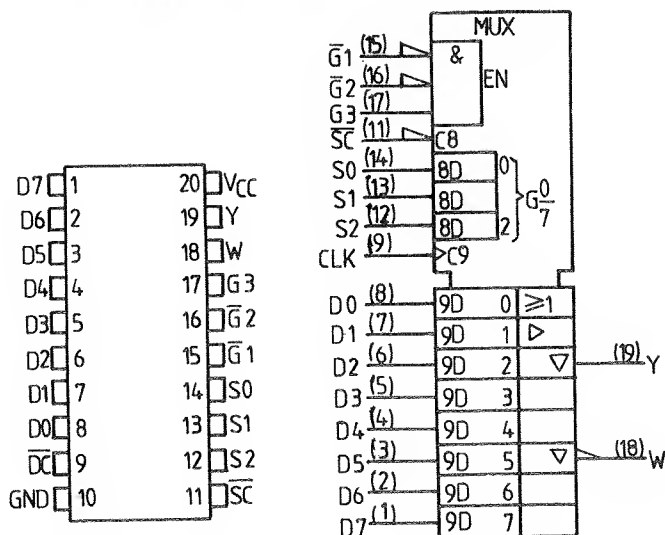


Wej.							Wyj.	
B	A	C0	C1	C2	C3	\overline{G}	\overline{Y}	
X	X	X	X	X	X	H	Z	
L	L	L	X	X	X	L	H	
L	L	H	X	X	X	L	L	
L	H	X	L	X	X	L	H	
L	H	X	H	X	X	L	L	
H	L	X	X	L	X	L	H	
H	L	X	X	H	X	L	L	
H	H	X	X	X	L	L	H	
H	H	X	X	X	H	L	L	

V_{cc}	I_I	Wej.	LS353	Jed.
			5	V
			0,1	mA
t_{PLH}		DANE	11	ns
t_{PHL}			13	ns
t_{PLH}		A, B	20	ns
t_{PHL}			21	ns
t_{PZH}		$\overline{1G}$ lub $\overline{2G}$	11	ns
t_{PZL}			15	ns
t_{PHZ}		$\overline{1G}$ lub $\overline{2G}$	27	ns
t_{PLZ}			12	ns

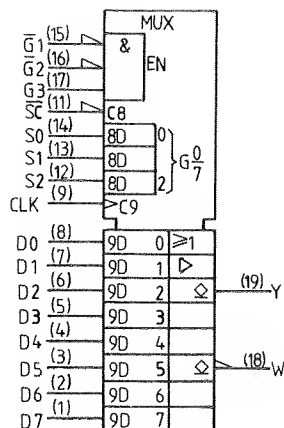
SN 74LS354

Multiplexer — rejestr z wyjściami trójsztatowymi



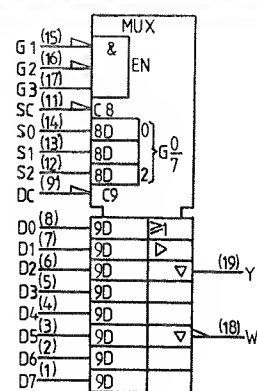
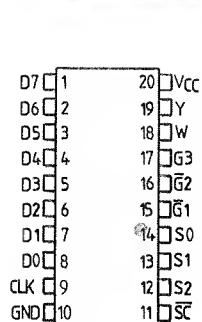
Wej.										Wyj.	
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	DC	EN	W	Y
X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Z	Z
X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Z	Z
X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	Z	Z
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D0	D0
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D1	D1
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D2	D2
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D3	D3
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D4	D4
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D5	D5
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D6	D6
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D7	D7
L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	D7a	D7a

V_{cc}	I_I	Wej.	Wyj.	LS354	Jed.
				5	V
				0,1	mA
t_{PLH}		D0-D7	Y	24	ns
t_{PHL}			W	23	ns
t_{PLH}			Y	18	ns
t_{PHL}			W	29	ns
t_{PLH}		DC	Y	28	ns
t_{PHL}			W	26	ns
t_{PLH}		S0, S1, S2	Y	22	ns
t_{PHL}			W	33	ns
t_{PLH}			Y	29	ns
t_{PHL}			W	34	ns
t_{PLH}		SC	Y	34	ns
t_{PHL}			W	31	ns
t_{PLH}			Y	27	ns
t_{PHL}			W	40	ns
t_{PZH}		$\overline{G1}, \overline{G2}$	Y	14	ns
t_{PZL}			W	18	ns
t_{PHZ}			Y	16	ns
t_{PLZ}			W	15	ns
t_{PHZ}		G3	Y	19	ns
t_{PLZ}			W	13	ns

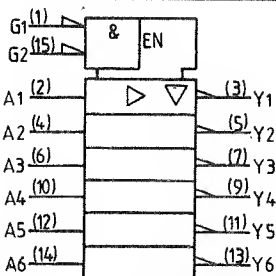
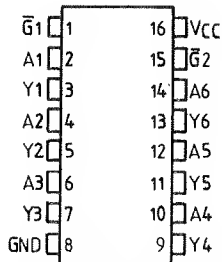


SN 74LS355
Multiplexer — rejestr z wyjściami
trójszanowymi — otwarty kolektor

	Wep	Wp ₂	LSMS	Jed
W _{ep}			5	5
W _{p₂}			6.1	6.1
W _{ep}		Y	34	ns
W _{p₂}		Y	26	ns
W _{ep}	D6-D7	W	30	ns
W _{p₂}		W	33	ns
W _{ep}		Y	38	ns
W _{p₂}		Y	31	ns
W _{ep}	DC CLK	W	33	ns
W _{p₂}		W	39	ns
W _{ep}		Y	39	ns
W _{p₂}		Y	36	ns
W _{ep}	S9, S1, S2	Y	32	ns
W _{p₂}		Y	45	ns
W _{ep}		Y	42	ns
W _{p₂}		W	44	ns
W _{ep}	SC	W	45	ns
W _{p₂}		Y	21	ns
W _{ep}		Y	22	ns
W _{p₂}		W	18	ns
W _{ep}		W	18	ns
W _{p₂}		Y	23	ns
W _{ep}		Y	23	ns
W _{p₂}		W	19	ns
W _{ep}		W	10	ns
W _{p₂}		W	10	ns

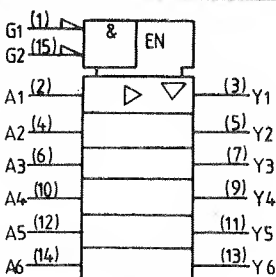
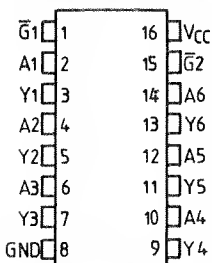


SN 74LS356
Multiplexer — rejestr z wyjściami tróstanowymi

[illegible]

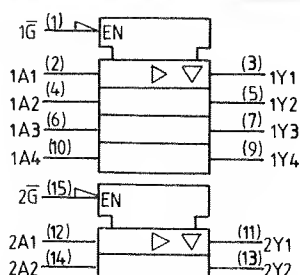
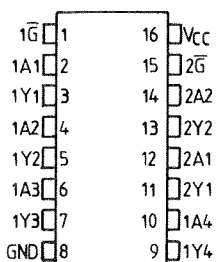
SN 74365A
Sześć buforów — wzmacniaczy z wyjściami
trójsłanowymi

	Wej.	Wyj.	365A	LS365A	Jed.
V _{cc}			5	5	V
I _I			1	0,1	mA
t _{PLH}			16	10	ns
t _{PHL}			22	9	ns
t _{PEH}			35	19	ns
t _{PZL}			37	24	ns
t _{PHZ}			11		ns
t _{PLZ}			27		ns



SN 74366A
Sześć buforów — wzmacniaczy z wyjściami
trójstanowymi

	Wej.	Wyj.	366A	LS366A	Jed.
V _{cc}			5	5	V
I _I			1	0,1	mA
t _{PLH}			17	7	ns
t _{PHL}			16	12	ns
t _{2ZH}			35	18	ns
t _{PZL}			37	28	ns
t _{PHZ}			11		ns
t _{PLZ}			27		ns



SN 74367A
Sześć buforów — wzmacniacze z wyjściami
trójstanowymi

	Wej	Wyj	367A	LS367A	Jed.
V _{cc}			5	5	V
I _I			1	0,1	mA
t _{PLH}			16	10	ns
t _{PHL}			22	9	ns
t _{PZH}			35	19	ns
t _{PZL}			37	24	ns
t _{PHZ}			11		ns
t _{PLZ}			27		ns

O G Ł O S Z E N I A

PRZYRZĄDY DO REAKTYWACJI KINESKOPOW

wykonuje
REWO-ELEKTRONIKA

00-950 Warszawa, skr. poczt. 449

Szczegółowe informacje
po nadesłaniu koperty zwrotnej

ZESTAWY ZDALNEGO STEROWANIA DO TELEWIZORÓW:

**HELIOS TC500,
TC503, TC506, TC706
ORAZ NEPTUN 505, 515, 55**

OFERUJE

ALROX

Szczecin, ul. Zawadzkiego 134/2
tel. 776-84

WALORY ZESTAWU:

29 KANAŁÓW TV

ZDALNA

REGULACJA WSZELKICH

FUNKCJI

WYŚWIETLANIE

AKTUALNEGO NR KANAŁU

MOŻLIWOŚĆ WSPÓŁPRACY

Z TELETEXTEM

PROSTY MONTAŻ

CENA 560 tys. zł

Cyfrowe multimetry

SZEROKI WYBÓR TYPÓW I CEN

Najtańszy: hurt — 250 tys. zł
Napięcie stałe/zmienne — do 1000/750 V
Prąd stały — do 10 A
hFE tranzystorów PNP i NPN — do 1000
Oporność do 2 MΩ, próbnik diod
Najdroższy: hurt — 600 tys. zł
Napięcie i prąd stały/zmienny —
do 1000 V/750 V/20 A
Częstotliwość — do 200 kHz
Pojemność — do 20 μF
hFE tranzystorów — do 1000
Oporność do 20 MΩ
Tester baterii 1,5 i 9 V; próbnik diod

SYSTEMY TELEKOMUNIKACYJNE

W. NOWAK i S-ka

skr. poczt. 16
41-819 Zabrze
tel. 75-21-50, 71-64-21 w. 208

PROFESJONALNY PISAK DALO 33 PC ODPORNY NA TRAWIENIE

Do odręcznego wykonania druku na płytce.

Po wyschnięciu (15 min.) jest

ODPORNY NA TRAWIENIE

we wszystkich kwaśnych środkach.

Cena ca 63.000,—

Ponadto: — trójtłoczek żelaza (granulat) opak. 0,25,

1 i 30 kg ca 30.000 zł/kg

— FIX do nanoszenia fotopositiv, wyw.,
trawienia

— GS do trawienia, cynk. i srebrz.

— symbole, ścieżki, oczka

— małe maszyny trawiące

Informacje koperta zwrotna i znaczki

DOSTARCZA: „BIALI” ul. Grabowskiego 11E/42

80-809 Gdańsk

tel/fax 32-91-34

Sam wykonasz obwody drukowane

ZESTAW (LAMINAT, WYTRAWIACZ, INSTRUKCJA)
INFORMACJA — PO OTRZYMANIU KOPERTY ZE ZNACZKIEM
RACHUNKI

A. KAWCZYŃSKI

90-950 ŁÓDŹ-1 SKR. POCZT. 344

ZAWSZE AKTUALNE!

Zasilacze $\pm 1,5$ —24 V—1 A do montażu
lub uruchomione moduły, oferuje
Remes Ltd., Gdańsk, ul. Słowiańska
26, tel. 52-24-75

Sterowniki węży dyskotekowych, 200
kombinacji. Informacje, koperty+
+znaczek. VOLT-S, ul. Małborska
88/24, 82-300 Elbląg

Wykonuję obwody drukowane jedno-
dwustronne, wiercenie, cynowanie,
opis, maska. Wiesław Tomczak,
63-462 Czekanów 73, woj. kaliskie

Sprzedaj wysyłkową podzespołów
elektronicznych. Cennik — koperta
zwrotna. M. Gołębiewski, ul. Wojska
Polskiego 6/19, 12-200 Pisz

Domo-alarmy, domofony, pełny os-
przet (przewody techniczne, centrale,
czujki Semico, akumulatory żelowe,
sygnalizatory, itp.). Łódź, ul. Bratys-
ławska 5a/55, tel. 88-02-38

ELGRAF oferuje obwody drukowane
jedno- dwustronne metalizowane z
pełną obróbką mechaniczną. Warsza-
wa, ul. Gładka 23a, tel. 46-42-09

Radioelektronicy — zawsze aktualne.
Oscyloskopy 20 MHz, częstotliwości-
omierze automatyczne 500 MHz/1 GHz,
generatory 30 MHz, mierniki cyfrowe
U i R, ponadto 100 różnych zestawów
do samodzielnego zestawu. Koperta
zwrotna. Wrocław 17, skr. 1625

Elektroniczne pozytywki 16 melodii!
Do samodzielnego montażu. Opis+
+części+płytki drukowana (3 cm/
/3 cm) — 35.000 zł. Informacje zamó-
wienia ul. Blacharska 1/608, 02-660
Warszawa

Okazjnie sprzedam ponad 20.000
części (półprzewodniki, kondensatory,
oporniki, inne) — całość milion zł.
Koperta zwrotna. Gutowski, Poznań,
ul. Hetmańska 34/10

Sprzedam: laminat, chemikalia, wier-
tła 0,6, 1, 1,2, 1,5 mm, zasilacze w for-
mie zestawów — bogaty wybór, czę-
ści i inne. Informacja. — koperta+
+znaczek Jaros Jerzy, 99-300 Kutno,
ul. Lotnicza 25. Zawsze aktualne

Sprzedam sprzęt krótkofalarski na
144 MHz. A. Zembrzusi 27-620 Dwi-
kozy, ul. Sandomierska 29, tel. 55

Aktualne katalogi transformatorów
sieciowych uzupełnione o produkcję
z ubiegłych lat. Cena 25 tys. zł. Sta-
niśław Gogol, ul. Wyzwolenia 12.
43-265 Kryry

SPROSTOWANIE

Redakcja przeprosza za błąd, jaki
zakończył się do ogłoszenia dotyczą-
cego kupna złącz krawędziowych
„LDB”. Chodzi mianowicie o błęd-
nie podany numer telefonu 29-81-95.
Prawidłowy numer powinien być
29-81-53